

**Untersuchung der Steuerung für Matrixumrichter
und Entwicklung eines neuen Verfahrens
zur Reduzierung der Gleichkomponente
mit der Raumvektormodulation**

**Von der Fakultät für Maschinenbau, Elektrotechnik und Wirtschaftsingenieurwesen
der Brandenburgischen Technischen Universität Cottbus zur Erlangung des
akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
genehmigte**

Dissertation

**vorgelegt von
Diplom-Ingenieur
Bernhard Klug**

geboren am 06.10.1961 in Weißenfels

Vorsitzender:	Prof. Dr.-Ing. H. Schwarz
Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. habil. K. Klinger
Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. B. Falter
Gutachter:	Prof. Dr. sc. techn. Dr. h.c. P. K. Budig
Tag der mündlichen Prüfung:	29.03.2005

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	5
Symbolverzeichnis	12
Kurzfassung	17
Abstract	20
1 Einleitung	23
2 Übersicht und Einordnung von Umrichtern	25
2.1 Zwischenkreisumrichter	26
2.1.1 Umrichter mit Stromzwischenkreis	27
2.1.2 Umrichter mit Spannungszwischenkreis	30
2.2 Direktumrichter	33
2.2.1 Fremdgeführte Direktumrichter	33
2.2.2 Selbstgeführte Direktumrichter	39
3 Prinzipieller Aufbau des Matrixumrichters	42
3.1 Einsatz von Halbleitern als Zweirichtungsventile	43
3.1.1 Diodenbrücke mit IGBT	44
3.1.2 Emitterseitig verbundene IGBTs	45
3.1.3 Kollektorseitig verbundene IGBTs	46
3.1.4 Rückwärtssperrfähige IGBTs	46
3.2 Schaltungstopologie	48
3.2.1 Matrixumrichter mit Parallelkreis	50
3.2.2 Matrixumrichter mit Schalterentlastung	51
3.2.3 Sparse Matrixconverter	52
3.2.4 Very Sparse Matrixconverter	54
3.2.5 Ultra Sparse Matrixconverter	55
3.2.6 Inverting Link Matrixconverter	55
3.3 Schutz des Matrixumrichters	56
3.3.1 Überspannungsschutz mit Gleichrichterbrücke	60
3.3.2 Überspannungsschutz mit Varistoren	63
3.3.3 Überstromschutz	66
3.4 Filter des Matrixumrichters	70
3.4.1 Netzfilter	70
3.4.2 Ausgangsfilter	77

4	Kommutierung beim Matrixumrichter	83
4.1	Möglichkeiten der Kommutierung	84
4.1.1	Kommutierung mit Zusatzkreis	85
4.1.2	Kommutierung ohne Zusatzkreis	87
4.2	Prinzipieller schrittweiser Kommutierungsablauf	88
4.2.1	4-Schritt-Kommutierung	90
4.2.2	2- und 3-Schritt-Kommutierung	97
4.2.3	1-Schritt-Kommutierung	104
4.3	Kommutierungsführung in kritischen Bereichen	106
4.3.1	Änderung der Führungsgröße	109
4.3.2	Aussetzen der Schalthandlung	109
4.3.3	Kommutierung über Zwischenschritt	110
4.3.4	Umsortieren von Schaltzuständen	111
4.4	Spezielle Kommutierungsverfahren	112
4.4.1	METZI-Kommutierung	113
4.4.2	Kommutierung mit 30° Sicherheit	116
5	Beschreibung von Steuerverfahren	125
5.1	Übertragungsverhalten der Schaltermatrix	126
5.1.1	Mögliche Schaltkombinationen	127
5.1.2	Übertragungsverhalten in Raumzeigerdarstellung	130
5.2	Steuerfunktion mit dreiphasigen Schaltkombinationen	135
5.2.1	SSFC und UFC Steuerfunktion	137
5.2.2	Kombiniertes SSFC/UFC Verfahren	141
5.3	Steuerung über Raumzeigermodulation	142
5.3.1	Übertragung der Gleichrichterseite	143
5.3.2	Übertragung der Wechselrichterseite	146
5.3.3	Gesamtübertragungsverhalten	149
5.4	Optimierung der Pulsmuster	151
5.4.1	Minimierung der Schaltübergänge	153
5.4.2	Frequenzerhöhung der Oberwellen	153
5.4.3	Reduzierung des Klirrfaktors	154
5.4.4	Verringerung der Schaltverluste	155

6	Pulsmusterberechnung über Raumvektoren	157
6.1	Mathematisches Model des Raumvektors	158
6.1.1	Vektor im Hilfskoordinatensystem	158
6.1.2	Transformation in das Hauptkoordinatensystem	166
6.1.3	Vergleich von Raumvektor und Raumzeiger	171
6.2	Übertragungsfunktion in Raumvektordarstellung	172
6.2.1	Schaltkombinationen in Raumvektordarstellung	172
6.2.2	Übertragungsmatrix im Hauptkoordinatensystem	183
6.2.3	Spannungsübersetzung der Schaltkombinationen	191
6.3	Berechnung der Einschaltzeiten	195
6.3.1	Aufstellung der Gesamtübertragungsfunktion	196
6.3.2	Beschreibung der Optimierungsaufgabe	199
6.3.3	Numerische Lösung	204
6.3.4	Symbolische Lösung des Gleichungssystems	207
6.3.5	Dynamische Bedingungs Auswahl zur Spannungserhöhung	212
6.3.6	Festlegen der Schaltreihenfolge	213
6.3.7	Erweiterung des Gleichungssystems für beliebige Phasenwinkel	216
7	Simulation und Messergebnisse	219
7.1	Simulationsbeschreibung	219
7.1.1	Auslegung der Bauteile	219
7.1.2	Programmablauf	220
7.2	Simulationsergebnisse	223
7.2.1	Veränderung der Ausgangsspannung	224
7.2.2	Änderung des Phasenwinkels am Ausgang	229
7.2.3	Variation der Sollfrequenz	232
7.3	Testergebnisse am Versuchsstand	233
7.3.1	Beschreibung des Versuchsaufbaus	233
7.3.2	Testergebnis bei unterschiedlicher Sollspannung	235
7.3.3	Einfluss des Phasenwinkels	240
7.3.4	Veränderung der Ausgangsfrequenz	241
8	Zusammenfassung und Ausblick	242
	Literaturverzeichnis	244

Abbildungsverzeichnis

2 Übersicht und Einordnung von Umrichtern

Abb. 2.1	Möglichkeiten der Energieumformung	25
Abb. 2.2	Übersicht Umrichterarten	26
Abb. 2.3	Antriebssystem mit Zwischenkreisumrichter	27
Abb. 2.4	I-Umrichter mit netzgeführtem SR1 und selbstgeführtem SR2	28
Abb. 2.5	I-Umrichter mit netzgeführtem SR1 und lastgeführtem SR2	29
Abb. 2.6	I-Umrichter mit netzgeführtem SR1 und ungesteuertem SR2	29
Abb. 2.7	U-Umrichter mit stellbarer Zwischenkreisspannung	30
Abb. 2.8	U-Umrichter mit gepulsten Stromrichtern	31
Abb. 2.9	U-Umrichter mit ungesteuerter Eingangsbrücke	32
Abb. 2.10	Umkehrstromrichter kreisstrombehaftet	34
Abb. 2.11	Direktumrichter mit Mehrwicklungstransformator	35
Abb. 2.12	Direktumrichter mit isolierter Last	36
Abb. 2.13	Spannungsverlauf Trapezumrichter	37
Abb. 2.14	Spannungsverlauf Steuerumrichter	38
Abb. 2.15	Prinzipschaltbild des selbstgeführten Direktumrichters	40
Abb. 2.16	Prinzipschaltbild des Matrixumrichters	41

3 Prinzipieller Aufbau des Matrixumrichters

Abb. 3.1	Antriebssystem mit Matrixumrichter	42
Abb. 3.2	Diodenbrücke mit IGBT	44
Abb. 3.3	Emitterseitig verbundene IGBTs	45

Abb. 3.4	Kollektorseitig verbundene IGBTs	46
Abb. 3.5	Rückwärtssperrfähige IGBTs	47
Abb. 3.6	Schaltungsvarianten des Matrixumrichters	48
Abb. 3.7	Konventionelle Schaltermatrix	49
Abb. 3.8	Matrixumrichter mit Parallelkreis	50
Abb. 3.9	Matrixumrichter mit Resonanzkreis	51
Abb. 3.10	Sparse Matrixconverter	53
Abb. 3.11	Very Sparse Matrixconverter	54
Abb. 3.12	Ultra Sparse Matrixconverter	55
Abb. 3.13	Inverting Link Matrixconverter	56
Abb. 3.14	Vereinfachtes Ersatzschaltbild der DASM	58
Abb. 3.15	Vereinfachtes Ersatzschaltbild der SM	59
Abb. 3.16	Überspannungsschutz mit Gleichrichterbrücke	60
Abb. 3.17	Überspannungsschutz mit reduzierter Diodenanzahl	62
Abb. 3.18	Überspannungsschutz mit Überspannungsableiter	63
Abb. 3.19	Direkte Varistor-Schutzbeschaltung jedes IGBTs	64
Abb. 3.20	Varistor-Schutzbeschaltung des bidirektionalen Schalters	65
Abb. 3.21	Schutzbeschaltung mit Gleichrichterbrücke und Varistoren	65
Abb. 3.22	Varistorbeschaltung des Ein- und Ausgangs	66
Abb. 3.23	Überstromerfassung mit kapazitiven Spannungsteiler	67
Abb. 3.24	Überstromerfassung mit Shunt	68
Abb. 3.25	Überstromerfassung durch Messen der Durchlass-Spannung	69
Abb. 3.26	Netzfilter bei Stern- und Dreieckschaltung	71
Abb. 3.27	Einphasiges Ersatzschaltbild mit Eingangsfilter	72
Abb. 3.28	Eingangs- und Ausgangsstrom an der Schaltermatrix	74
Abb. 3.29	Einphasiges Ersatzschaltbild mit Ausgangsfilter	78

4 Kommutierung beim Matrixumrichter

Abb. 4.1	Einphasige Ersatzschaltung des Matrixumrichters	83
Abb. 4.2	Kommutierung über Parallelkreis	85
Abb. 4.3	Schematische Darstellung der Kommutierung	88
Abb. 4.4	Start- und Zielzustand bei 4-Schritt-Kommutierung	90
Abb. 4.5	Tabelle Schaltfolgen bei 4-Schritt-Kommutierung	91
Abb. 4.6	4-Schritt-Kommutierung bei positiven Stromvorzeichen	92
Abb. 4.7	4-Schritt-Kommutierung bei negativen Stromvorzeichen	93
Abb. 4.8	4-Schritt-Kommutierung bei positiven Spannungsvorzeichen	94
Abb. 4.9	4-Schritt-Kommutierung bei negativen Spannungsvorzeichen	95
Abb. 4.10	4-Schritt-Kommutierung strom- oder spannungsgesteuert	96
Abb. 4.11	Tabelle Schaltgruppen bei 2- und 3-Schritt-Kommutierung	97
Abb. 4.12	natürliche 3-Schritt-Kommutierung bei positivem Laststrom	98
Abb. 4.13	natürliche 3-Schritt-Kommutierung bei negativem Laststrom	99
Abb. 4.14	2-Schritt-Zwangskommutierung	100
Abb. 4.15	2- und 3-Schritt-Kommutierung	101
Abb. 4.16	2-Schritt-Kommutierung positive Spannung	102
Abb. 4.17	2-Schritt-Kommutierung negative Spannung	103
Abb. 4.18	2-Schritt-Kommutierung	103
Abb. 4.19	1-Schritt-Kommutierung positive Spannung	104
Abb. 4.20	1-Schritt-Kommutierung negative Spannung	104
Abb. 4.21	1-Schritt-Kommutierung	105
Abb. 4.22	Kritische Bereiche bei spannungs- und stromgeführter Kommutierung	106
Abb. 4.23	Aussetzen der Schalthandlung	109
Abb. 4.24	Kommutierung über Zwischenschritt	110
Abb. 4.25	Umsortieren von Schaltzuständen	111
Abb. 4.26	Sektorzuordnung bei METZI-Kommutierung	113
Abb. 4.27	Hauptzustände bei METZI-Kommutierung	114

Abb. 4.28	Zwischenzustände bei METZI-Kommutierung	114
Abb. 4.29	Schaltfolge bei METZI-Kommutierung	115
Abb. 4.30	Hauptzustand p mit zwei zusätzlich eingeschalteten Ventilen	117
Abb. 4.31	Hauptzustand p mit einem zusätzlich eingeschalteten Ventil	117
Abb. 4.32	Hauptzustand n mit zwei zusätzlich eingeschalteten Ventilen	118
Abb. 4.33	Hauptzustand n mit einem zusätzlich eingeschalteten Ventil	118
Abb. 4.34	Hauptzustand m mit zwei zusätzlich eingeschalteten Ventilen	119
Abb. 4.35	Unterschied der Hauptzustände p, m und n	119
Abb. 4.36	Aufteilung des Hauptzustandes m in ma und mb	120
Abb. 4.37	Haupt- und Zwischenzustände Kommutierung mit 30° Sicherheit	...	121
Abb. 4.38	Schaltfolge bei Kommutierung mit 30° Sicherheit	122
Abb. 4.39	Sektorzuordnung bei Kommutierung mit 30° Sicherheit	123

5 Beschreibung von Steuerverfahren

Abb. 5.1	Ein- und Ausgangsgrößen der Schaltermatrix	126
Abb. 5.2	Ausgangsspannung und Eingangsstrom in der Gruppe 1	127
Abb. 5.3	Ausgangsspannung und Eingangsstrom in der Gruppe 2	128
Abb. 5.4	Ausgangsspannung und Eingangsstrom in der Gruppe 3	128
Abb. 5.5	Koordinatensystem für die Raumzeigerdarstellung	130
Abb. 5.6	Spannungs- und Stromzeiger der Gruppe 2	132
Abb. 5.7	Spannungs- und Stromzeiger der Gruppe 3	133
Abb. 5.8	Raumzeiger Eingangsstrom und verkettete Ausgangsspannung	134
Abb. 5.9	Schaltungsprinzip Matrixconverter bestehend aus drei Teilumrichtern		135
Abb. 5.10	Schaltkombinationen der Teilumrichter	136
Abb. 5.11	Gesamtfunktionen der Schaltzustände	137
Abb. 5.12	Schaltermatrix zerlegt in Gleich- und Wechselrichter	142
Abb. 5.13	Eingangsstrom und Spannung der Gleichrichterseite	143
Abb. 5.14	Hexagon der Eingangsstromzeiger	144

Abb. 5.15	Raumzeigermodulation des Eingangsstromzeigers	145
Abb. 5.16	Ausgangsspannung und Strom der Wechselrichterseite	146
Abb. 5.17	Hexagone der Ausgangsspannungszeiger	147
Abb. 5.18	Raumzeigermodulation des Ausgangsspannungszeigers	148
Abb. 5.19	Beziehung Schalter- und Übertragungsmatrix	149
Abb. 5.20	Beispiel Zeiger Eingangsstrom und Ausgangsspannung	151
Abb. 5.21	Beispiel mögliche Schaltreihenfolge	152
Abb. 5.22	Nicht optimiertes Pulsmuster	152
Abb. 5.23	Pulsmuster mit 8 Schaltübergängen	153
Abb. 5.24	Pulsmuster mit 10 Schaltübergängen	154
Abb. 5.25	Pulsmuster bei Reduzierung des Klirrfaktors	154
Abb. 5.26	120° Modulation der Eingangsseite	155
Abb. 5.27	Pulsmuster mit 120° Randzeigern	156

6 Pulsmusterberechnung über Raumvektoren

Abb. 6.1	Zeiger und zeitlicher Verlauf einer Sinusschwingung	158
Abb. 6.2	Hilfskoordinatensystem d-e-f mit einem Vektor	159
Abb. 6.3	Normale im Hilfskoordinatensystem d-e-f	161
Abb. 6.4	Länge r bei Einheitsvektoren	162
Abb. 6.5	Draufsicht auf die Projektionsebene	163
Abb. 6.6	Spannungsvektoren mit Hilfskoordinatensystem bei $\gamma = 0^\circ$	164
Abb. 6.7	Spannungsvektoren bei $\gamma = 0^\circ$, $\gamma = 30^\circ$, $\gamma = 80^\circ$ und $\gamma = 130^\circ$	165
Abb. 6.8	Koordinatentransformation durch Drehung	167
Abb. 6.9	Größen bei der Koordinatentransformation	169
Abb. 6.10	Spannungsvektor bei $\gamma = 0^\circ$ in verschiedenen Perspektiven	170
Abb. 6.11	Spannungsverlauf in verschiedenen Koordinatensystemen	171
Abb. 6.12	Vektor aaa vom Typ 1 im Hauptkoordinatensystem	173

Abb. 6.13	Raumvektoren der Gruppe 1	174
Abb. 6.14	Vektor abb vom Typ 2 im Hauptkoordinatensystem	175
Abb. 6.15	Raumvektoren der Gruppe 2 A	176
Abb. 6.16	Raumvektoren der Gruppe 2 B	177
Abb. 6.17	Raumvektoren der Gruppe 2 C	177
Abb. 6.18	Vektor abc vom Typ 3 im Hauptkoordinatensystem	178
Abb. 6.19	Raumvektoren der Gruppe 3	179
Abb. 6.20	SI-Vektor a,bc,cb vom Typ 3 im Hauptkoordinatensystem	180
Abb. 6.21	SI-Vektoren der Gruppe 3	181
Abb. 6.22	Raumvektoren im Hauptkoordinatensystem	182
Abb. 6.23	Spannungsmatrix Typ 1	185
Abb. 6.24	Strommatrix Typ 1	186
Abb. 6.25	Spannungsmatrix Typ 2 A	186
Abb. 6.26	Spannungsmatrix Typ 2 B	187
Abb. 6.27	Spannungsmatrix Typ 2 C	187
Abb. 6.28	Strommatrix Typ 2 A	188
Abb. 6.29	Strommatrix Typ 2 B	189
Abb. 6.30	Strommatrix Typ 2 C	189
Abb. 6.31	Spannungsmatrix Typ 3	190
Abb. 6.32	Strommatrix Typ 3	191
Abb. 6.33	Spannungsübersetzung Gruppe 2 und 3	193
Abb. 6.34	Länge der projizierten Vektoren der Gruppe 2 und 3	194
Abb. 6.35	Winkel der Eingangs- und Ausgangszeiger	199
Abb. 6.36	Spaltenvektoren $[V]_1$ bis $[V]_3$ der Gruppe 1	202
Abb. 6.37	Spaltenvektoren $[V]_4$ bis $[V]_9$ der Gruppe 2 A	202
Abb. 6.38	Spaltenvektoren $[V]_{10}$ bis $[V]_{15}$ der Gruppe 2 B	203
Abb. 6.39	Spaltenvektoren $[V]_{16}$ bis $[V]_{21}$ der Gruppe 2 C	203
Abb. 6.40	Numerisch ermittelte Einschaltzeiten bei $\gamma = 25^\circ$ und $\Gamma = 35^\circ$	206
Abb. 6.41	Sektoraufteilung in der x-y-Ebene	207

Abb. 6.42	Randvektoren der Sektorkombinationen	207
Abb. 6.43	Schnittkurve der Flächen zur Sektorbestimmung	210
Abb. 6.44	Zuordnung der Nullvektoren zu den Einschaltzeiten	211
Abb. 6.45	Schaltreihenfolge Sektor 1-1 Bereich a	214
Abb. 6.46	Schaltreihenfolge Sektor 1-1 Bereich b	215
Abb. 6.47	Nummerierung der Randvektoren	215
Abb. 6.48	Pulsmuster für alle Sektoren	216

7 Simulation und Ergebnisse

Abb. 7.1	Programmstruktur	221
Abb. 7.2	Eingangs- und Ausgangsgrößen bei Nennleistung	223
Abb. 7.3	Simulation bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,5$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)	225
Abb. 7.4	Simulation bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,75$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)	226
Abb. 7.5	Simulation bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,866$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)	227
Abb. 7.6	Simulation bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,95$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)	228
Abb. 7.7	Simulation bei $\Phi = 15^\circ/45^\circ$ ($\ddot{u} = 0,866$, $f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi_{\text{Rech}} = 30^\circ$)	229
Abb. 7.8	Simulation bei $\Phi = 0^\circ/60^\circ$ ($\ddot{u} = 0,866$, $f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi_{\text{Rech}} = 30^\circ$)	230
Abb. 7.9	Simulation bei $\Phi_{\text{Rech}} = \Phi \rightarrow 0^\circ \dots 90^\circ$ ($\ddot{u} = 0,866$, $f_A = 60 \text{ Hz}$)	231
Abb. 7.10	Simulation bei $f_A \rightarrow 0 \text{ Hz} \dots 200 \text{ Hz}$ ($\ddot{u} = 0,866$)	232
Abb. 7.11	Versuchsaufbau	234
Abb. 7.12	Messergebnis bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,5$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)	236
Abb. 7.13	Messergebnis bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,75$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)	237
Abb. 7.14	Messergebnis bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,866$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)	238
Abb. 7.15	Messergebnis bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,95$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)	239
Abb. 7.16	Messergebnis bei $\Phi = 0^\circ/60^\circ$ ($\ddot{u} = 0,866$, $f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi_{\text{Rech}} = 30^\circ$) ...	240
Abb. 7.17	Messergebnis bei $f_A \rightarrow 0 \text{ Hz} \dots 200 \text{ Hz}$ ($\ddot{u} = 0,866$)	241

Symbolverzeichnis

Verzeichnis der Formelzeichen

C **Kapazität**

C_F Filterkapazität

$C_{F\Delta}$ Filterkapazität bei Dreieckschaltung

f **Frequenz**

f_A Ausgangsfrequenz

f_E Eingangsfrequenz

f_N Netzfrequenz

f_p Pulsfrequenz

f_{Ober} Oberschwingungsfrequenz

f_{res} Resonanzfrequenz

I **Strom, Effektivwert**

i **zeitveränderlicher Strom, Augenblickswert**

i_A Ausgangsstrom

i_C Kondensatorstrom

i_{Cp} Kondensatorstrom (Grundschiwingung der Pulsfrequenz)

i_E Eingangsstrom

i_{Kr} Kreisstrom

i_L Laststrom

i_N Netzstrom

i_r' Rotorstrom, auf Statorseite bezogen

i_s Statorstrom

i_T Transistorstrom

i_μ Magnetisierungsstrom

h **Übertragungsfunktion**

k **Klirrfaktor**

k_{Ip} Teilklirrfaktor des Stromes (Grundschiwingung der Pulsfrequenz bezogen auf die Grundschiwingung der Netz- bzw. Ausgangsgröße)

k_{Up} Teilklirrfaktor der Spannung (analog zum Strom)

L **Induktivität**

L_d synchrone Induktivität

L_F Filterinduktivität

L_h Hauptinduktivität

L_k Kurzschlussinduktivität

L_{Kr} Induktivität zur Begrenzung des Kreisstromes

L_L Lastinduktivität

$L'_{\sigma,r}$ Streuinduktivität des Rotors, auf Statorseite bezogen

$L_{\sigma,s}$ Streuinduktivität des Stators

Leistung

D Verzerrungsblindleistung

P Wirkleistung

M Modulationsblindleistung

Q Blindleistung

S Scheinleistung

R **Widerstand**

R_L Lastwiderstand

R'_r Rotorwiderstand, auf Statorseite bezogen

R_s Statorwiderstand

s **Schlupf**

U	Spannung, Effektivwert
u	zeitveränderliche Spannung, Augenblickswert
U_C	Kondensatorspannung
$U_{C\Delta}$	Kondensatorspannung bei Dreieckschaltung
U_d	Gleichspannung (DC)
U_{di0}	ideelle Gleichspannung
U_F	Filterspannung
U_N	Netzspannung
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung
u_{Cp}	Kondensatorspannung (Grundschiwingung der Pulsfrequenz)
u_E	Eingangsspannung
u_K	Kommutierungsspannung
u_L	Spannung über der Last
u_{Lp}	Spulenspannung (Grundschiwingung der Pulsfrequenz)
u_q	induzierte Querspannung
u_s	Ständerspannung
V	Verkettete Spannung, Effektivwert
v	zeitveränderliche verkettete Spannung, Augenblickswert
W	Energie
W_C	Kondensatorenergie
W_{mag}	magnetische Energie
X	Reaktanz
X_d	Synchronreaktanz
X_h	Hauptreaktanz
X_σ	Streureaktanz

Griechische Zeichen

α	Winkel, allgemein
γ, Γ	Winkel eines Zeigers (Eingang, Ausgang)
λ	Leistungsfaktor
φ, Φ	Verschiebungswinkel (Eingang, Ausgang)
ω	Kreisfrequenz

Allgemeine Indizes und Zeichen

in	Input, Eingang
max	Maximum
min	Minimum
Nenn	Nennpunkt
out	Output, Ausgang
\hat{x}	Spitzenwert, Amplitude
\underline{x}	komplexe Zeigergröße
\underline{x}^*	konjugiert komplexe Größe
$ \underline{x} $	Betrag, Länge eines Vektors oder Zeigers
$\text{Re}\{\underline{x}\}$	Realteil einer komplexen Größe
$\text{Im}\{\underline{x}\}$	Imaginärteil einer komplexen Größe
\vec{x}^{abc}	Vektor mit Angabe des Koordinatensystems
$[X]$	Matrix

Verzeichnis der Symbole

a b c	allgemeine Bezeichnung Dreiphasennetz, Eingang
d e f	Hilfskoordinatensystem Raumvektor
i j k	Stromkomponenten im Hauptkoordinatensystem
u v w	Spannungskomponenten im Hauptkoordinatensystem
x y z	Koordinatensystem Raumvektor
$\alpha \beta$	Koordinatensystem Raumzeiger

Verzeichnis der Abkürzungen

AC	Alternating Current
ADW	Analog-Digital-Wandler
ASM	Asynchronmaschine
BSO	Branch Switch Over
CCC	Common Collector Configuration
CEC	Common Emitter Configuration
CMC	Conventional Matrix Converter
DASM	Drehstromasynchronmaschine
DSP	Digitaler Signalprozessor
DC	Direct Current
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
GR, G	Gleichrichter
GTO	Gate Turn Off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Insulated Gate Commutated Thyristor
ILMC	Inverting Link Matrix Converter
IPM	Intelligent Power Modul
MC	Matrixconverter
MOSFET	Metall Oxid Silizium Feldeffekttransistor
PLL	Phase Locked Loop
RBIGBT	Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor
RVM	Raumvektormodulation
RZM	Raumzeigermodulation
SM	Synchronmaschine
SMC	Sparse Matrix Converter
SR	Stromrichter
SSFC	Slow Switching Frequency Changer
TSE	Trägerstauereffekt
UFC	Unrestricted Frequency Changer
USMC	Ultra Sparse Matrix Converter
VSMC	Very Sparse Matrix Converter
WR, W	Wechselrichter
ZK	Zwischenkreis

Kurzfassung

Steuerverfahren für Stromrichter basieren heute fast ausschließlich auf dem Prinzip der Raumzeigermodulation. Dabei wird die Ausgangsspannung durch vektorielle Addition von Randzeigern gebildet, die sich auf der α - β -Ebene befinden. In Zwischenkreisumrichtern werden dafür im allgemeinen zwei, beim Matrixconverter vier Zeiger aus dieser Raumzeigerebene genutzt.

Die ausgewählten Komponenten haben eine feste Richtung, wobei der Betrag je nach geforderter Ausgangsspannung der zugehörigen Einschaltdauer entspricht. Durch Gewichtung von jeweils zwei übereinander liegender Zeiger kann der Matrixumrichter zusätzlich die Richtung des Eingangsstromes beeinflussen. Die verbleibende Zeit innerhalb einer Taktperiode wird mit einem Nullzustand aufgefüllt, der keinen Beitrag zur Spannung im Ausgangssystem leistet.

Durch die Transformation des Dreiphasensystems in die Zwei-Komponenten-Ebene geht die Information des Anteils verloren, der auf den drei Leitern gleichzeitig liegt. Daher weisen diese Steuerverfahren immer eine Gleichkomponente auf, deren Wert ständig wechselt.

Der Gleichanteil verändert zwar den Effektivwert der Ausgangsspannung nicht, durch Einkopplung kann er aber in der angeschlossenen Maschine zu Lagerströmen führen, die, auf Grund der kleinen Berührungsfläche der Kugeln, hohe Stromdichten nach sich ziehen und damit eine örtliche Erwärmung und zusätzlichen Verschleiß verursachen können.

Bei dem hier vorgestellten Verfahren der Raumvektormodulation wird zur Reduzierung der Gleichkomponente das Drehstromsystem nicht wie im Zeigermodell durch drei ebene 120° -Komponenten gebildet, sondern als räumliche Anordnung betrachtet. Dabei stehen die drei Achsen orthogonal aufeinander und ergeben zunächst ein Hilfskoordinatensystem im dreidimensionalen Raum.

Bei einem symmetrischen Drehstromnetz rotieren gleichmäßig drei im Koordinatenursprung beginnende Vektoren so um ihre zugehörigen Achsen, dass sie 120° versetzt auf ihnen zu liegen kommen. Die Rotationsebenen schneiden sich entlang einer durch Null gehenden Gerade. Blickt man entlang der Geraden in den Ursprung, ergibt diese Projektion die bekannte Raumzeigerdarstellung.

Für eine einfachere Rechnung wird in dem Raum ein neues Koordinatensystem so angeordnet, dass die z-Achse entlang der Schnittgeraden läuft. Die Umrechnung erfolgt durch Multiplikation mit einer Drehmatrix, die laut ihrer mathematischen Definition keine Größenverhältnisse ändert und dessen Zeilen- und Spaltenvektoren jeweils senkrecht aufeinander stehen. Somit ist eine leichte Rücktransformation möglich, da die inverse und die transponierte Matrix identisch sind. Außerdem werden die Beträge von elektrischen Größen nicht verändert, so dass im Gegensatz zum Zeigermodell auch alle Leistungsangaben des realen Drehstromsystems mit den Größen im Raumvektormodell übereinstimmen.

Der durch Addition aller Komponenten entstehende Raumvektor bewegt sich in diesem Hauptkoordinatensystem, wobei die Ausdehnung in z-Richtung der zu minimierenden Gleichkomponente entspricht.

Wird als weitere Bedingung die Blindstromfreiheit auf der Eingangsseite hinzugefügt und beachtet, dass die Summe aller Einschaltzeiten gleich der Taktperiode sein muss, erhält man ein lineares System aus fünf Gleichungen mit jeweils 30 Parametern, das durch Auswahl von geeigneten Schaltvektoren auf eine minimale Anzahl von Schaltzuständen optimierte wurde.

Mit dem daraus entstandenen Steuerverfahren werden die Nullzustände so berechnet, dass innerhalb jeder Pulsperiode die Summe der Gleichanteile Null ergibt. Dazu werden maximal drei Rand- und zwei Nullvektoren eingeschaltet.

Ist die Erzeugung einer hohen Ausgangsspannung bei Einhaltung aller Bedingungen nicht möglich, wird durch eine dynamische, der jeweiligen Situation angepassten Einschränkung von zu erfüllenden Forderungen, die Anzahl der Schaltvektoren so reduziert, dass der Gleichanteil minimal gehalten und der größte, in die geforderte Richtung zeigende Vektor gebildet wird. Dadurch ist eine große Spannungsübersetzung bis in den Übermodulationsbereich möglich, wobei der Netzstrom nahezu sinusförmig und blindanteilfrei bleibt.

Im Normalbetrieb haben, bei Einsatz eines Ausgangsfilters, außer dem Eingangs- und dem Laststrom auch die Spannungen Sinusform. Der ausgangsseitige Phasenwinkel kann jeden beliebigen Wert annehmen, ohne das Netz mit Blindleistung zu belasten.

Die Schaltreihenfolge für doppelseitige Modulation wurde so festgelegt, dass ein für alle Sektoren einheitliches Verfahren vorliegt, das mit einer minimalen Anzahl von Zustandswechseln auskommt. Da es symmetrisch ist, kann es ohne Schwierigkeiten auch bei einseitiger Modulation genutzt werden.

Die Kommutierungsverhältnisse sind im Matrixconverter komplizierter als beim Zwischenkreisumrichter, da die Anzahl von Halbleiterschaltern größer ist und keine passiven Freilaufzweige zur kurzzeitigen Stromübernahme existieren. Außerdem ist eine völlig fehlerfreie Erfassung der Führungsgröße vor allem an den Sektorgrenzen nicht möglich, so dass zusätzliche Maßnahmen in den kritischen Bereichen notwendig sind.

Mit dem hier gezeigten Verfahren ist ein gefahrloses Überschreiten dieser Bereiche von jeweils 30° möglich. Dafür werden in einem Hauptzustand, neben der bidirektionalen Verbindung des betreffenden Zweiges, weitere Ventile eingeschaltet, die im Zielzustand benötigt werden, jedoch nicht zu einem Kurzschluss an den Sektorgrenzen führen können. Da die Kommutierung über nur einen Zwischenschritt erfolgt, wird gleichzeitig ein schneller Wechsel der Vektoren erreicht und Schaltverluste gesenkt.

Abstract

Today, control procedures for converters are almost exclusively based on the principle of space-vector-modulation. The output voltage is formed by vector addition of edge-vectors, which are on the α - β -chart. In this space-vector-plane two vectors in link-inverters and four vectors in matrix-converters are generally used.

The selected components have a fixed direction, where the magnitude corresponds to the accompanying duty factor, which is determined by the required output voltage. In addition, the matrix-converter can influence the direction of the input current by weighting the two vectors variously, which lie on each other. The remaining time within a pulse period is filled with a zero-state, which does not make any contribution to the voltage level in the output system.

Through the transformation of the three-phase system into the two-component-plane, the portion of information, that lies on all three wires at the same time is lost. Therefore these control procedures always exhibit an common-component, whose value is continually changed.

The common-mode does not change the RMS of the output voltage, however it can cause interference leading to a bearing current in the connected machine, which, due to the small contact surface of the balls, can result in high current intensities, local heating and additional wear.

With the procedure of the cubic-vector-modulation for common-mode rejection, the three-phase system is not formed by three plane 120° -components as in the usual model, instead it is regarded as a three-dimensional arrangement. An auxiliary-coordinate-system in the three-dimensional space is formed by three axes standing orthogonally on each other.

In symmetrical three-phase supply systems, three vectors, beginning in the coordinate-origin, rotate evenly around their axes in such a way, that the associated angles have an offset of 120° . The rotary planes intersect each other along a line going through zero. If one looks along the line to the origin, this projection generates the known flat space-vector-representation.

For a simpler calculation, a new coordinate-system is created, so that the z-axis runs along the line of intersection. The conversion takes place via multiplication with a rotary-matrix, which, according to its mathematical definition, does not change quantities and whose line and column vectors stand perpendicularly to each other. Thus an easy transformation is possible, since the inverse matrix and the transpose matrix are identical. In addition, the absolute electrical values are not changed, so that in contrast to the plane model, all power details of the real three-phase system agree with data in the cubic-vector-model.

The cubic-vector, resulting from the addition of all components, is moving in this main-coordinate-system, where the expansion in the z-direction corresponds to the common-component, which has to be minimized.

When the further condition is added, that the input side no reactive current has and the law is included, that the sum of all duty cycles must be equal to the pulse period, one receives a linear system of five equations each with 30 parameters. These parameters are chosen by optimizing the equations in order to get the lowest number of switching states.

With this control procedure, the zero-states are computed in such a way, that in each pulse period, the sum of the common-component is zero. Thus a maximum of three edge-vectors and two zero-vectors are switched on.

If the production of a high output voltage is not possible on compliance with the aforementioned condition, the number of switching vectors is reduced with a dynamic, the respective situation adapted method. So the largest vector is formed, which is pointing in the demanded direction and the common-component is minimized.

Through this method, a large voltage transformation into the over-modulation range is possible. Nevertheless the line current remains almost sinusoidal and no reactive current arises.

In the normal operation, with employment of an output filter, the input current, the load current and the voltage have a sine form as well. The output phase angle can take any value, without loading the net with reactive power.

The switching sequence for the double-sided modulation was specified in such a way, that a uniform procedure with the smallest number of switching operations for all sectors is used. Since it is symmetrical, it can be used without difficulties for one-sided modulation as well.

Commutation conditions are more complicated in the matrix-converter than in the link-converter, since the number of semiconductor switches are larger and no passive free-wheeling paths exist for a brief current transfer. In addition, a completely error-free measurement of the reference value at the sector boundaries is not possible, so that additional precautions are necessary in the critical ranges.

With the shown procedure it is possible to safely exceed the critical ranges within 30° . In the main state, the bi-directional connection of the concerned path is turned on, as are further valves, which are needed in the target state, but never cause a short-circuit at the sector boundaries. Since the commutation is made in only one intermediate step, a rapid change of the vectors is achieved and switching losses are lowered at the same time.

1 Einleitung

Ein Matrixumrichter formt die Energie eines Drehstromnetzes direkt in ein anderes Dreiphasensystem um. Er braucht, im Gegensatz zum Zwischenkreisumrichter, keinen Energiespeicher, so dass dafür weder Spule noch Kondensator benötigt werden. Neben der Einsparung dieser meist großen und teuren Bauteile, die zudem ein hohes Gewicht bzw. Alterungserscheinungen aufweisen, ist er von vornherein rückspeisefähig. Außerdem ist es möglich, dem speisenden Netz sinusförmige Ströme zu entnehmen, so dass mit Hilfe entsprechender Steuerverfahren nur Wirkleistung ausgetauscht oder ein gewünschter Phasenwinkel unabhängig von der Last eingestellt werden kann.

Obwohl das Prinzip des Matrixconverters seit vielen Jahren bekannt ist, hat sich dieser Umrichtertyp in der Praxis nicht durchsetzen können. Trotz seiner Vorteile gegenüber Stromrichtern mit Zwischenkreis wird er, bis auf wenige Ausnahmen bei Spezialaufgaben, bisher nicht genutzt. Er ist vielmehr Gegenstand von Forschung und Entwicklung als dass das Stadium der Serienreife erreicht wäre. Ein breiter Einsatz und Massenproduktion sind in naher Zukunft nicht zu erwarten.

Das liegt zum einen am Fehlen geeigneter Baugruppen mit den benötigten bidirektionalen Halbleiterventilen. Während für Zwischenkreisumrichter eine breite Produktpalette verschiedener Module in unterschiedlichen Konfigurationen (je nach Anwendung vom Einzel-IGBT bis zum kompletten IPM) einschließlich aller Treiber, Potentialtrennung und umfangreicher Schutzfunktionen für einen weiten Strom- und Spannungsbereich erhältlich ist, muss die Schaltermatrix erst aus einzelnen Bauteilen zusammengesetzt und die erforderliche Beschaltung vorgesehen werden.

Zum anderen ist die Steuerung des Matrixconverters, insbesondere durch die komplizierteren Kommutierungsverhältnisse, schwieriger als bei herkömmlichen Stromrichtern. Auch hier gibt es für Umrichter mit Zwischenkreis ein umfangreiches Angebot an Steuerteilen einschließlich der erforderlichen Software. Die Programme zur Pulsmusterberechnung, die heute fast ausschließlich auf dem Prinzip der Raumzeigermodulation basieren, sind relativ einfach und ähneln sich. Für Matrixumrichter wurden bereits eine Vielzahl von unterschiedlichen Steuermöglichkeiten vorgestellt. Die Software ist außerdem abhängig von der jeweils eingesetzten Schaltungstopologie, die stark variieren kann.

Deshalb werden in dieser Arbeit nach der Übersicht und Einordnung der verschiedenen Umrichter zunächst einige Schaltungsvarianten des Matrixconverters sowie deren Vor- und Nachteile aufgezeigt. Die notwendige Schutzbeschaltung und die Auslegung der Filter ist ebenfalls enthalten.

Da der Ablauf der Kommutierung für den ordnungsgemäßen Betrieb äußerst wichtig ist, wird er in Kapitel 4 ausführlich dargestellt und ein neues Verfahren eingeführt, das eine sichere Stromübergabe in zwei Schritten gewährleistet und gleichzeitig eine Sicherheitsreserve von 30° über die kritischen Bereiche hinaus bietet.

Sowohl bei Zwischenkreis- als auch bei Direktumrichtern ist durch die Anwendung raumzeigerbasierender Steuerverfahren der Ausgangsspannung eine wechselnde Gleichkomponente überlagert. Sie kann zu Lagerströmen in der angeschlossenen Maschine und somit zum Frühausfall durch zusätzlichen Lagerverschleiß führen.

Um diesen Gleichanteil zu minimieren, wird (nach einem Überblick über gebräuchliche Verfahren zur Pulsmusterbildung und Optimierung im Abschnitt 5) eine neue Methode vorgestellt, bei der das Drehstromsystem als räumliches Gebilde betrachtet wird. Nach der Herleitung der mathematischen Zusammenhänge für dieses Raumvektormodell werden im Kapitel 6 die Schaltzustände untersucht und Gleichungen für die Berechnung der Einschaltzeiten sowie eine optimierte Schaltreihenfolge entwickelt. Der Eingangsstrom soll sinusförmig und ohne Blindanteil sein. Durch eine dynamische Anpassung ist außerdem eine hohe Spannungsausbeute möglich. Trotzdem sind die aufgestellten Gleichungen unkompliziert und erlauben einen sicheren Betrieb bei einer geringen Anzahl von einzulesenden Parametern.

Das neue Verfahren wurde unter Vorgabe verschiedener Bedingungen mit Hilfe eines Simulationsprogramms untersucht. Die Ergebnisse der Simulation konnten im Labor an einem Versuchsstand bestätigt werden, die entsprechenden Diagramme sind im letzten Abschnitt gegenübergestellt.

2 Übersicht und Einordnung von Umrichtern

Stromrichter sind Einrichtungen zum Umformen oder Steuern elektrischer Energie unter Verwendung von Stromrichterventilen. Dabei werden eine oder mehrere elektrische Größen (Spannung, Strom, Frequenz, Anzahl der Phasen) verändert.

In Abb. 2.1 sind die grundlegenden Möglichkeiten der Umformung elektrischer Energie dargestellt.

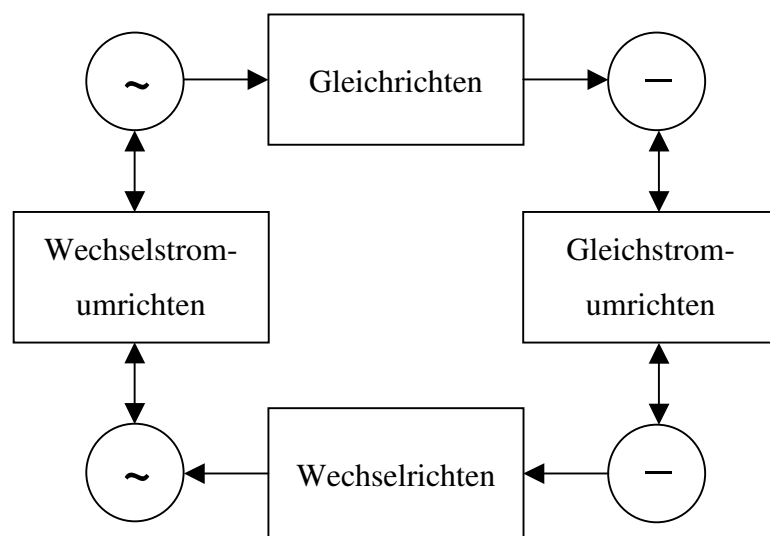


Abb. 2.1 Möglichkeiten der Energieumformung

In modernen elektrischen Antriebssystemen kommen vorrangig Drehstrommaschinen zum Einsatz, die über entsprechende Umrichter an ein Drehstromnetz angeschlossen sind. Daher wird für die weiteren Betrachtungen stets von dreisträngigen Systemen sowohl auf der Netz- als auch auf der Maschinenseite ausgegangen.

Wie in Abb. 2.1 zu erkennen ist, kann die Umformung von Spannung und Frequenz einer Drehstromquelle direkt durch Wechselstromumrichten oder durch Gleichrichten und anschließendes Wechselrichten erfolgen. Im ersten Fall wird dafür ein Direktumrichter eingesetzt, im zweiten handelt es sich um einen Umrichter, der zur Entkopplung von Ein- und Ausgang die Energie in einem Spannungs- oder Stromzwischenkreis speichert. Dabei ist es möglich, zusätzlich die Höhe der Gleichspannung durch Gleichstromumrichten mittels Hoch- bzw. Tiefsetzsteller zu verändern.

Der Energiefluss kann in Abhängigkeit vom eingesetzten Umrichter sowohl vom Netz zur Last als auch von der Last ins Netz erfolgen (Rückspeisung).

Die in Abb. 2.2 aufgeführten Umrichterarten werden nachfolgend kurz erläutert.

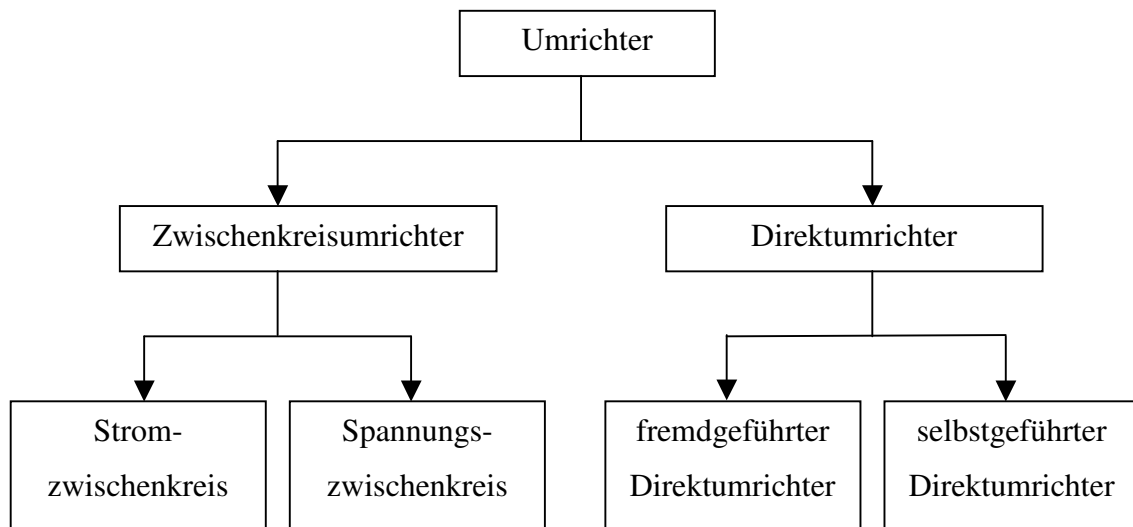


Abb. 2.2 Übersicht Umrichterarten

2.1 Zwischenkreisumrichter

Umrichter mit Zwischenkreis haben in der Antriebstechnik eine weite Verbreitung gefunden. Die Weiterentwicklung von abschaltbaren Halbleiterventilen und die Verbesserung der eingesetzten Mikroelektronik ermöglicht intelligente Antriebssysteme, die sich durch hohe Zuverlässigkeit, geringen Verschleiß, hohe Dynamik und Präzision sowie einen guten Wirkungsgrad auszeichnen.

Zwischenkreisumrichter bestehen aus zwei eigenständigen Stromrichtern meist in Sechspuls-Brückenschaltung. Sie sind über einen Zwischenkreis miteinander verbunden. Er entkoppelt netz- und maschinenseitigen Stromrichter. Die Energie aus dem Drehstromnetz oder der Maschine (je nach Energieflussrichtung) gelangt nach der Gleichrichtung in den Zwischenkreis. Das Gleichrichten übernimmt einer der beiden Stromrichter. Der andere formt die Energie in eine Wechselgröße um und speist damit den Motor oder treibt einen Strom ins Netz.

Der prinzipielle Aufbau eines Antriebssystems mit Zwischenkreisumrichter ist in Abb. 2.3 dargestellt.

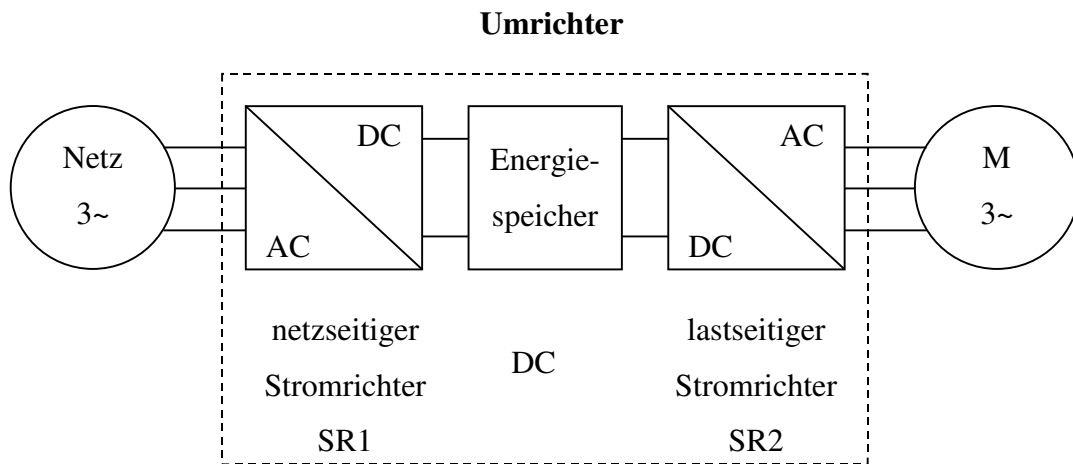


Abb. 2.3 Antriebssystem mit Zwischenkreisumrichter

2.1.1 Umrichter mit Stromzwischenkreis

Umrichter mit Stromzwischenkreis (I-Umrichter) werden oft im oberen Leistungsbereich eingesetzt, wenn an die Dynamik des Antriebs keine hohen Anforderungen gestellt werden und nur eine einzelne Maschine zu betreiben ist. Thyristoren (bzw. abschaltbare Thyristoren) übernehmen das Schalten der großen Ströme. Dabei wird im Zwischenkreis der jeweils geforderte konstante Gleichstrom eingestellt. Die Spannung ist variabel (leistungsabhängig). Das Speicherelement ist eine Drosselspule. Sie entkoppelt die Stromrichter und verhindert bei idealer Glättung die Übertragung von Oberschwingungen zwischen Netz- und Maschinenseite.

Die Stromflussrichtung im Zwischenkreis bleibt auch bei Umkehrung der Energieflussrichtung gleich. Im generatorischen Betrieb (Rückspeisung) kehrt sich das Vorzeichen der Spannung um.

Das Drehmoment des Antriebs wird vom netzseitigen Stromrichter über den Zwischenkreisstrom gesteuert.

Der Netzstromrichter ist nach [61] ein phasenanschnitt- oder pulsgesteuerter Gleichrichter. Der lastseitige Stromrichter kann selbstgeführt, lastgeführt oder ungesteuert (Stromrichteraskade) sein.

Unterschiede ergeben sich hauptsächlich in der Steuerung des Stromrichters auf der Maschinenseite.

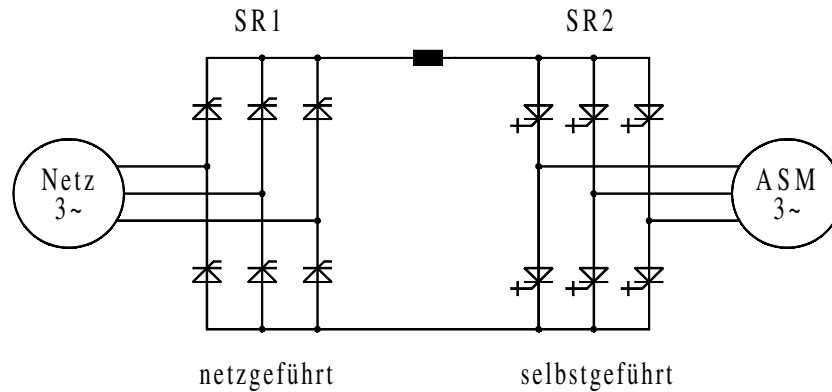


Abb. 2.4 I-Umrichter mit netzgeführtem SR1 und selbstgeführtem SR2

Abb. 2.4 zeigt das Schaltungsprinzip eines I-Umrichters mit selbstgeführtem Laststromrichter. Die Halbleiterventile auf dieser Seite müssen abschaltbar sein. Werden auf der Netzseite ebenfalls abschaltbare Ventile eingesetzt, dann ist auch dieser Stromrichter selbstgeführt.

Zur Vermeidung von Überspannungen, die durch die gespeicherte Energie in den Streuinduktivitäten beim Abschalten der Ventile entstehen, sind auf der Last- und gegebenenfalls auf der Netzseite Filterkondensatoren und zur Reduzierung der Sperrspannungsspitze jeweils eine TSE-Schutzschaltung vorzusehen.

Die Stromrichter werden meist in Blockkommutierung betrieben. Dabei entstehen drei um 120° versetzte blockförmige Ausgangsströme. Neben dem Grundswingungsanteil von 95 % sind Stromoberschwingungen vorhanden, die in der Maschine unerwünschte Pendelmomente verursachen.

Werden schnelle GTOs, IGCTs oder IGBTs als Halbleiterschalter verwendet, kann der maschinenseitige Stromrichter mit Pulssteuerung betrieben werden. Die Berechnung der Pulsmuster kann mit dem Dreieck-Trapez-Verfahren oder der Raumzeigermodulation erfolgen. Dadurch entstehen nahezu sinusförmige Ausgangsströme mit geringem Oberwellengehalt.

Die Forderung, auch auf der Netzseite sinusförmige Ströme zu erzeugen, gewinnt zunehmend an Bedeutung. Deshalb werden immer häufiger gepulste Netzstromrichter eingesetzt.

Werden auf der Maschinenseite keine abschaltbaren Halbleiterventile eingesetzt, muss die Kommutierungsblindleistung vom Motor geliefert werden. Dazu ist nur eine übererregte Synchronmaschine in der Lage.

Der maschinenseitige Stromrichter ist somit lastgeführt.

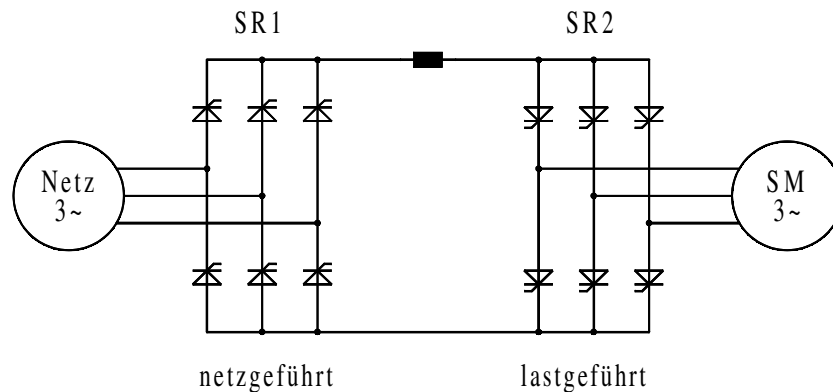


Abb. 2.5 I-Umrichter mit netzgeführtem SR1 und lastgeführtem SR2

Ersetzt man die Thyristoren des zweiten Stromrichters durch eine ungesteuerte Gleichrichterbrücke, kann die Energie nur von der Drehstrommaschine zurück ins Netz fließen. Dafür wird eine Asynchronmaschine mit Schleifringläufer eingesetzt, dessen Läuferkreis über den Umrichter mit dem Drehstromnetz verbunden ist. Zur Anpassung unterschiedlicher Spannungspegel kann ein Stromrichtertransformator zwischen Netz und Umrichter notwendig sein.

Diese Anordnung wird auch als untersynchrone Stromrichter-kaskade bezeichnet.

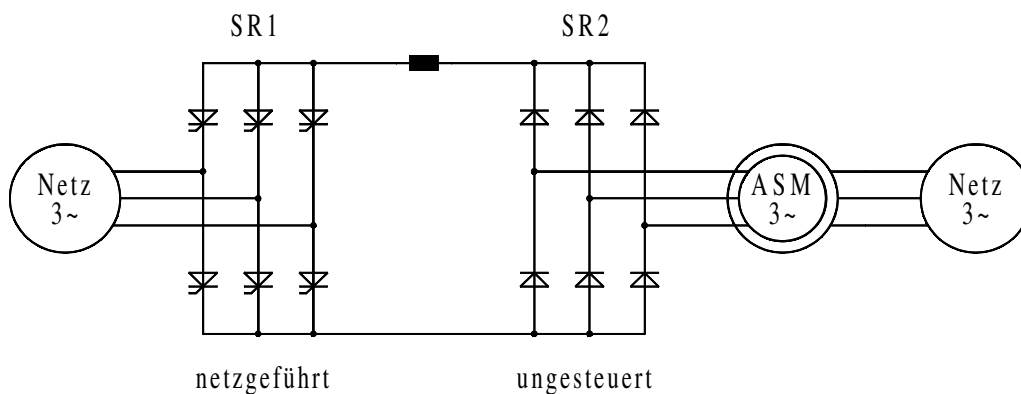


Abb. 2.6 I-Umrichter mit netzgeführtem SR1 und ungesteuertem SR2

2.1.2 Umrichter mit Spannungszwischenkreis

Der Umrichter mit Spannungszwischenkreis (U-Umrichter) ist in der Antriebstechnik sehr weit verbreitet. Er wird vor allem im kleinen und mittleren Leistungsbereich aber auch bis zu einigen MW eingesetzt. In Verbindung mit Drehstrommotoren hat er bei drehzahlvariablen Antriebssystemen die stromrichter gespeiste Gleichstrommaschine stark zurückgedrängt.

Dieser Umrichtertyp besteht ebenfalls aus zwei Stromrichtern, die Speicherung der Energie erfolgt hier in einem Kondensator. Die Zwischenkreisspannung kann variabel oder konstant sein.

Soll Vier-Quadrantenbetrieb mit Netzzurückspeisung möglich sein, müssen die Teilstromrichter den Stromfluss in beide Richtungen erlauben. Deshalb werden sie auch als Umkehrstromrichter bezeichnet.

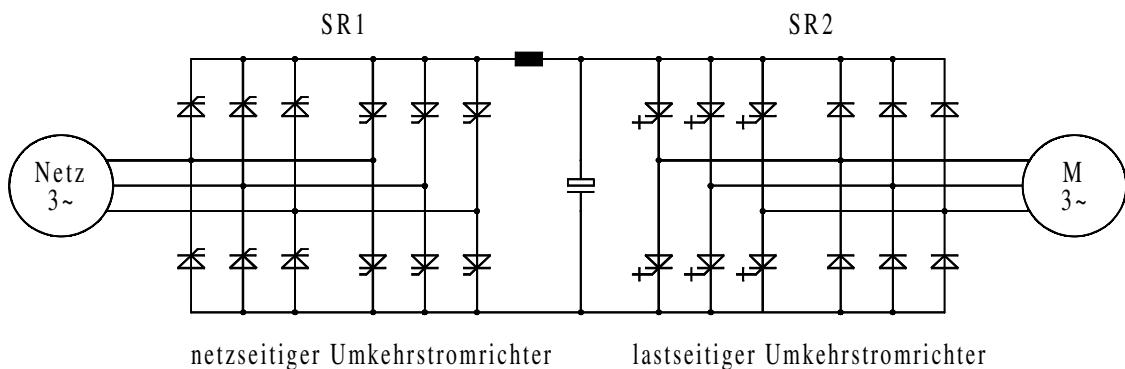


Abb. 2.7 U-Umrichter mit stellbarer Zwischenkreisspannung

Der in Abb. 2.7 gezeigte netzgeführte Stromrichter 1 ist phasenanschnittgesteuert. Der selbstgeführte Motorstromrichter enthält 6 abschaltbare Ventile sowie eine ungesteuerte Diodenbrücke zur Energierückspeisung im generatorischen Betrieb und zum Abbau der in der Maschine gespeicherten magnetischen Energie.

Mit dem netzseitigen Stromrichter wird die Höhe der Zwischenkreisspannung und damit die Amplitude der Ausgangsspannung eingestellt. Der lastseitige Stromrichter bestimmt die Frequenz am Ausgang.

Zur Verringerung der Netzbelastung durch Stromspitzen kann eine zusätzliche Spule auf der Gleichspannungsseite vorgesehen werden.

Analog zum Stromzwischenkreisumrichter ergibt sich bei 120°-Kommütierung ein blockförmiger Spannungsverlauf der verketteten Spannung, das einem treppenförmigen Verlauf der Strangspannung entspricht.

Durch Pulsen der Halbleiterschalter kann annähernd Sinusform der Grundschiwingung erreicht werden. Dafür kommen meist IGBTs zum Einsatz. Wird die Zwischenkreisspannung konstant gehalten, steuert der Motorstromrichter sowohl die Frequenz als auch den Effektivwert der Grundschiwingung der Ausgangsspannung. Gebräuchliche Steuerverfahren sind die Zweipunktregelung des Stromes, die Ausgabe optimierter Pulsmuster, das Unterschwingungsverfahren und die Raumzeigermodulation.

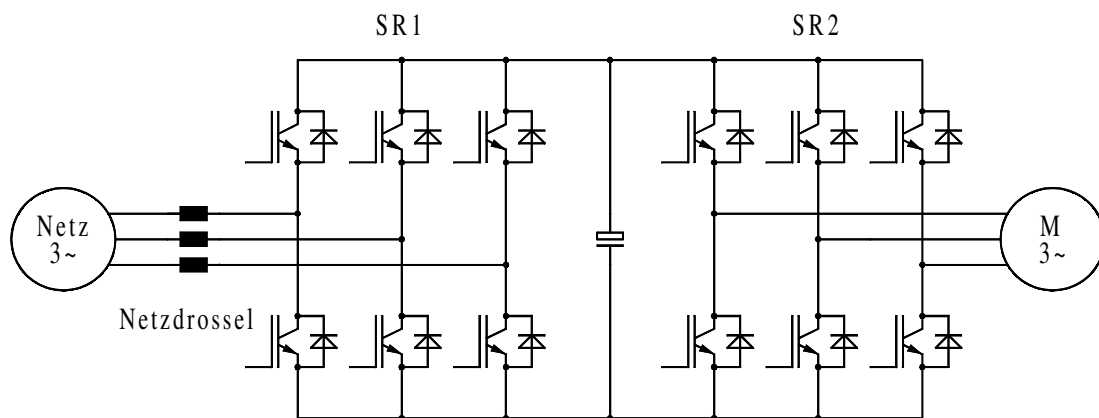


Abb. 2.8 U-Umrichter mit gepulsten Stromrichtern

Wird wie in Abb. 2.8 auf der Eingangsseite ebenfalls ein Pulsstromrichter eingesetzt, können nahezu sinusförmige Netzströme eingestellt werden. Damit verringert sich die Belastung durch Oberschwingungen und die Netzqualität wird kaum beeinträchtigt.

Der eingangsseitige Pulsstromrichter wirkt in Verbindung mit der Netzdrossel wie ein Hochsetzsteller. Dadurch liegt die Zwischenkreisspannung über der Amplitude der verketteten Eingangsspannung. Sowohl im motorischen als auch im generatorischen Betrieb wird mit dem Drehstromnetz im Wesentlichen nur Wirkleistung ausgetauscht.

Durch die steigenden Anforderungen an die Netzqualität gewinnen Einspeiseeinheiten mit gepulsten Stromrichtern zunehmend an Bedeutung. Nachteilig ist jedoch der höhere Schaltungsaufwand und die dann notwendige relativ große Netzdrossel. Je höher die Pulsfrequenz gewählt wird, desto kleiner kann die Induktivität bemessen werden. Hier muss entsprechend der zu lösenden Antriebsaufgabe ein Kompromiss zwischen

erhöhten Schaltverlusten einerseits und kleinem Volumen und geringem Gewicht andererseits gefunden werden.

Für kostengünstige Antriebe im kleinen Leistungsbereich (wenn kein generatorischer Betrieb vorgesehen ist, auch bei größeren Systemen) werden häufig die in Abb. 2.9 gezeigten Umrichter mit ungesteuerter Eingangsgleichrichterbrücke eingesetzt. Eine Energierückspeisung ist damit nicht möglich, so dass im Zwischenkreis unbedingt ein Bremschopper vorzusehen ist. Er "vernichtet" gegebenenfalls vom Motor gelieferte überschüssige Energie in einem Bremswiderstand. Dieser Schaltungsteil ist aus Sicherheitsgründen auch bei anderen Umrichtern sinnvoll, um bei Netzausfall den Antrieb schnell stillsetzen zu können.

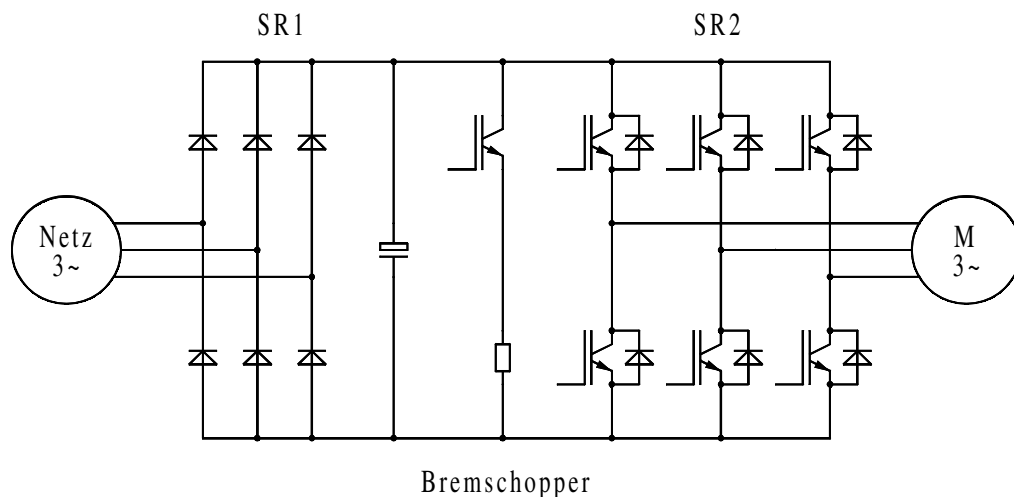


Abb. 2.9 U-Umrichter mit ungesteuerter Eingangsbrücke

Zwischen Netz und dem einfachen Umrichter ist kein Filter notwendig. Im motorischen Betrieb wird der Zwischenkreis über die ungesteuerte Gleichrichterbrücke geladen. Der Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$ beträgt fast 1, der Leistungsfaktor λ ist jedoch kleiner, da der Strom nicht sinusförmig, sondern blockförmig verzerrt ist und Stromlücken bei kleinerer Spannung aufweist. Dadurch wird Verzerrungsblindleistung verursacht, so dass neben der Grundschwingung auch Oberschwingungsanteile enthalten sind. Bei kleinen Antrieben mit geringer Leistungsbelastung des Netzes wird dieser Nachteil in Kauf genommen.

2.2 Direktumrichter

Direktumrichter sind in der Lage, aus einem speisenden Netz ein Drehstromsystem zu erzeugen, bei dem sich Ausgangsspannung und Frequenz vom Eingangssystem unterscheiden. Im Gegensatz zum Zwischenkreisumrichter werden die Wechselgrößen direkt umgewandelt und nicht in einem DC-Energiespeicher gepuffert.

Der Stromfluss kann in beiden Richtungen erfolgen, so dass der Direktumrichter prinzipiell rückspeisefähig ist.

Das Einsatzgebiet dieser Umrichter liegt hauptsächlich bei Antrieben mit langsam laufenden Synchronmaschinen im oberen Leistungsbereich.

Direktumrichter können fremd- oder selbstgeführt sein. Zu den selbstgeführten Umrichtern gehört der Matrixumrichter. Bei den fremdgeführten werden nach [64] grundsätzlich der Trapez- und der Steuerumrichter unterschieden, die sich durch verschiedene Steuerverfahren auszeichnen.

2.2.1 Fremdgeführte Direktumrichter

Der fremdgeführte Direktumrichter besteht im Wesentlichen aus drei netzgeführten Umkehrstromrichtern, die jeweils eine Eingangs- mit einer Ausgangsphase verbinden.

Beim Umkehrstromrichter sind zwei B6-Brücken auf der Gleichstromseite gegenparallel verbunden. Die Teilstromrichter können im Gleichrichter- und im Wechselrichterbetrieb arbeiten, so dass damit alle vier Quadranten abgedeckt werden. Je nach Ansteuerung wird zwischen kreisstromfreien und kreisstrombehafteten Umkehrstromrichter unterschieden.

Wird im betreffenden Quadrant jeweils nur der stromführende Stromrichter angesteuert während die Zündimpulse des anderen unterdrückt werden, kann sich kein Stromfluss zwischen ihnen ausbilden. Bei Stromumkehr muss zunächst der arbeitende Stromrichter durch Verändern des Zündwinkels den Stromfluss auf den Wert Null zurückfahren. Nach einer Sicherheitspause kann dann der antiparallele Stromrichter angesteuert werden und den Stromfluss übernehmen.

Um die Strompause zu vermeiden, müssen beide Stromrichter angesteuert werden. Der jeweils nicht stromführende Teilstromrichter wird mit dem Zündwinkel

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \quad (2.1)$$

geschaltet. Damit ergibt sich für die gemittelte Gleichspannung:

$$U_{d1} = U_{di0} \cdot \cos \alpha_1 \quad U_{d2} = U_{di0} \cdot \cos(\pi - \alpha_1) \quad (2.2)$$

$$U_{d1} = -U_{d2} \quad (2.3)$$

Beide Spannungen sind gleich groß, das negative Vorzeichen hebt sich durch die Gegenparallelschaltung auf. Das betrifft jedoch nur die Mittelwerte. Der zeitliche Spannungsverlauf folgt (in Abhängigkeit des Ansteuerwinkels) Kurvenstücken der Eingangsspannung. Damit ergibt sich eine Spannungsdifferenz Δu , die zu einem Stromfluss zwischen den Teilstromrichtern führt. Dieser Kreisstrom muss mit Drosselspulen begrenzt werden. Er beträgt:

$$i_{Kr} = \frac{1}{2 \cdot L_{Kr}} \cdot \int \Delta u \cdot dt \quad (2.4)$$

In Abb. 2.10 ist der kreisstrombehaftete Umkehrstromrichter mit den Spulen dargestellt. Sie sind bei der kreisstromfreien Schaltung nicht nötig.

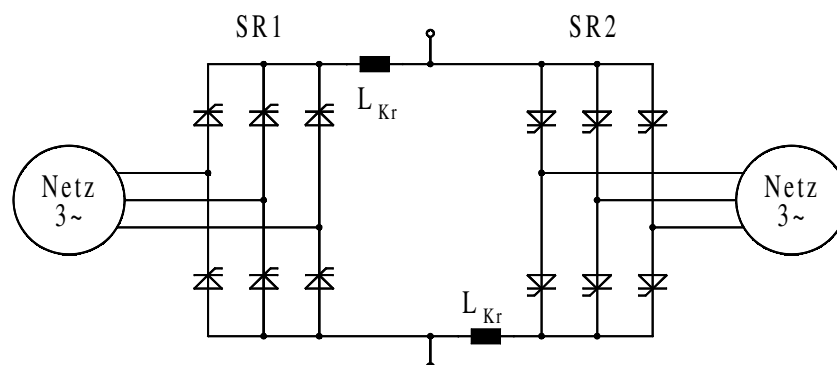


Abb. 2.10 Umkehrstromrichter kreisstrombehaftet

Da bei beidseitiger Ansteuerung der jeweils andere Stromrichter den Stromfluss sofort übernehmen kann, ist die Dynamik besser. Der Blindleistungsbedarf dieser Schaltungsvariante ist durch die Kreisströme jedoch höher.

Werden drei Umkehrstromrichter zusammengeschaltet, kann aus dem eingangsseitigen Dreiphasensystem ein dreiphasiges Ausgangssystem erzeugt werden.

Zur Vermeidung von Kurzschlüssen müssen die Teilsysteme voneinander galvanisch getrennt sein. Dazu kann entweder jeder Strang potentialfrei über einen Transformator mit dem Netz verbunden werden oder die zu betreibende Maschine hat isolierte nicht miteinander verbundene Stränge.

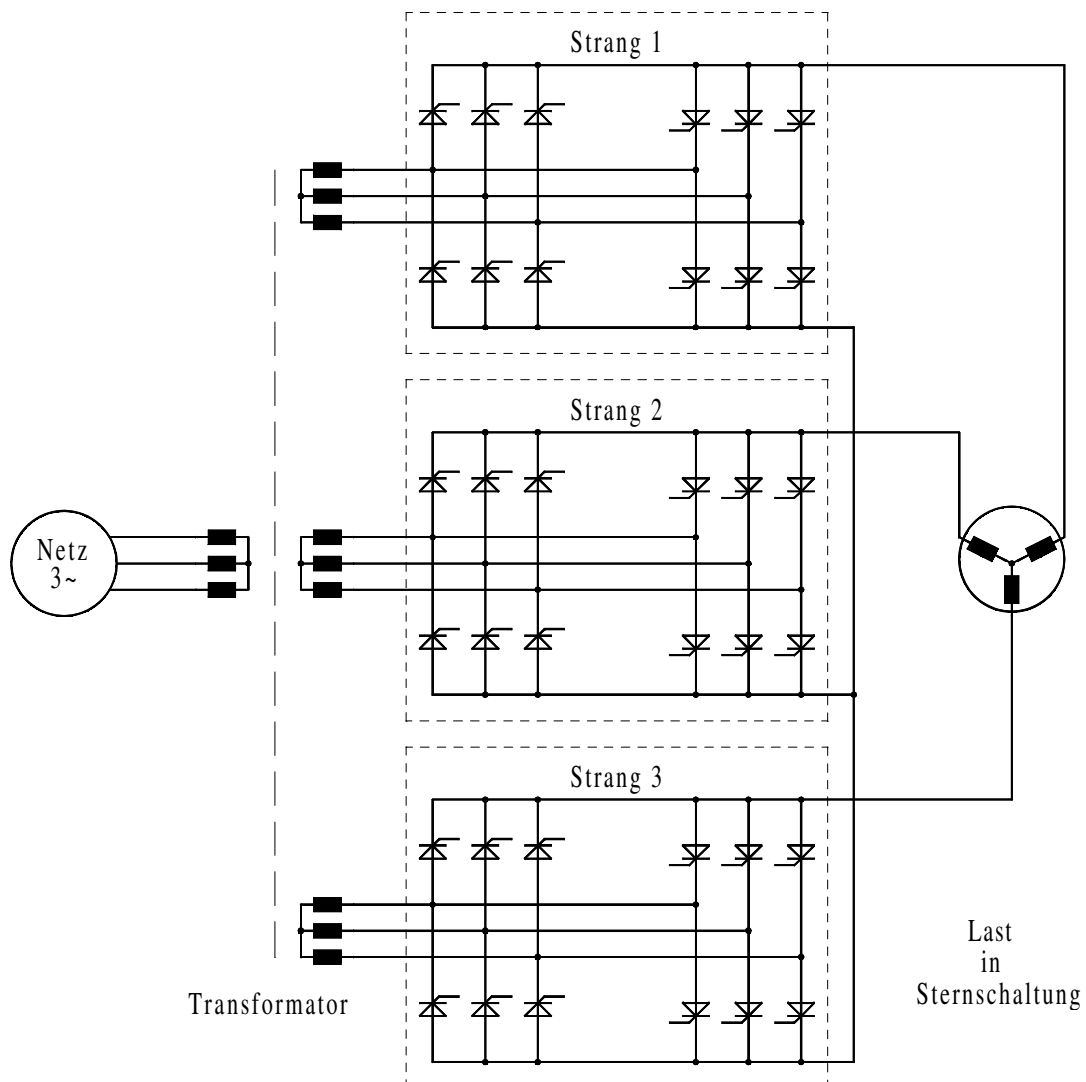


Abb. 2.11 Direktumrichter mit Mehrwicklungstransformator

Bei einer isolierten Last ist, wie in Abb. 2.12 gezeigt, kein Eingangstrafo erforderlich.

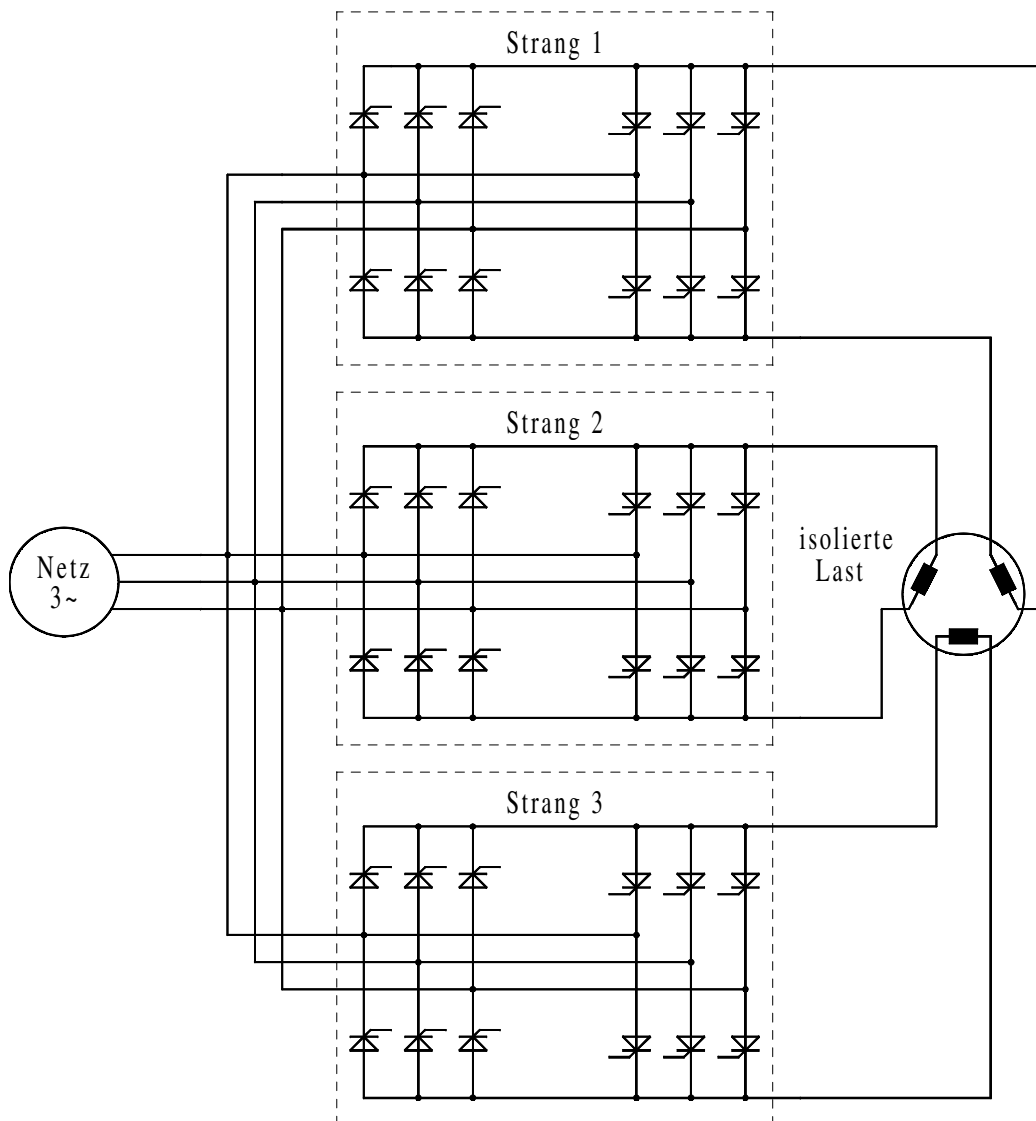


Abb. 2.12 Direktumrichter mit isolierter Last

Mit zwei verschiedenen Steuerverfahren kann der fremdgeführte Direktumrichter als Trapez- oder als Steuerumrichter betrieben werden.

Beim Trapezumrichter werden die entsprechenden Ventile während der Stromführungsdauer voll angesteuert. Die Spannung folgt solange der positiven Hüllkurve der Eingangsspannung bis auf die negative umgesteuert wird (und umgekehrt). Dadurch ergibt sich ein trapezförmiger Spannungsverlauf. Es lassen sich nur diskrete Frequenzen abhängig von der Eingangsfrequenz realisieren.

Bei Drehstromsystemen müssen die Umkehrstromrichter 120° versetzt angesteuert werden. Da nur diskrete Werte einstellbar sind, schränkt sich bei symmetrischen Netzen die Anzahl der Teilverhältnisse zwischen Eingangs- und Ausgangsfrequenz ein.

Für ein symmetrisches Dreiphasennetz sind folgende Frequenzverhältnisse möglich:

$$\frac{f_A}{f_E} = 1, \frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4}, \frac{1}{5}, \frac{1}{6}, \dots$$

Abb. 2.13 zeigt den trapezförmigen Spannungsverlauf einer Phase.

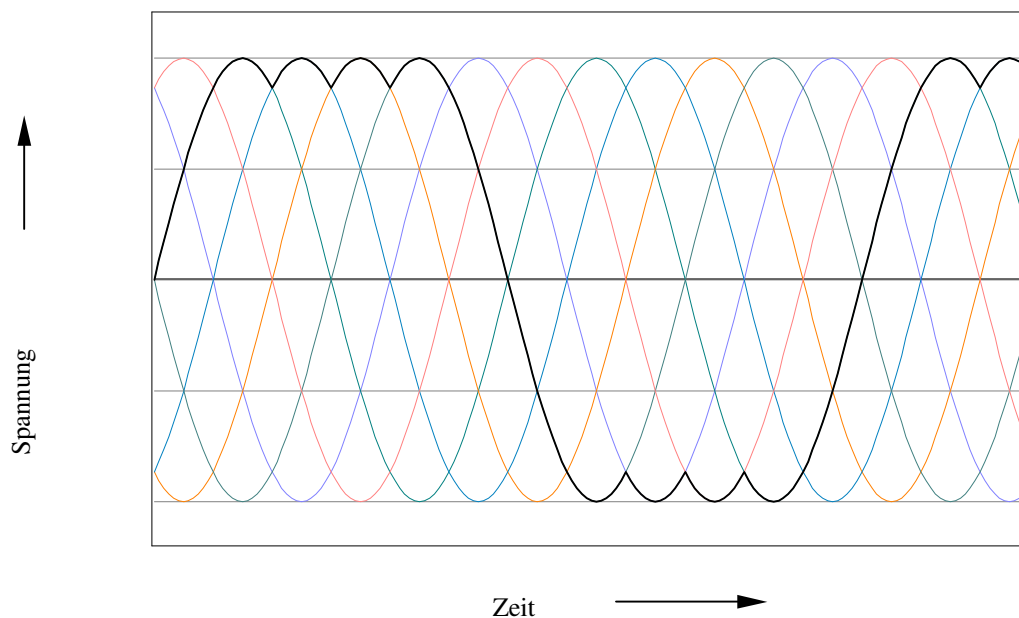


Abb. 2.13 Spannungsverlauf Trapezumrichter

Der Nachteil, nur diskrete Frequenzen liefern zu können, ist beim Steuerungsumrichter beseitigt. Der Steuerwinkel wird abhängig vom Sollwert frei eingestellt. Dazu erzeugt eine Drehspannungs-Sollwertquelle drei sinusförmige Steuerspannungen aus denen die Zündimpulse gebildet werden. Durch die kontinuierliche Einstellung der Zündwinkel entsprechend der variablen Steuerspannung sind sowohl die Ausgangsfrequenz als auch die Ausgangsspannung stufenlos einstellbar. Die maximal erreichbare Frequenz liegt auf Grund großer harmonischer und subharmonischer Anteile bei etwa halber Eingangsfrequenz.

In Abb. 2.14 ist der Spannungsverlauf einer Phase sowie die zugehörige Grundschwingung zu sehen.

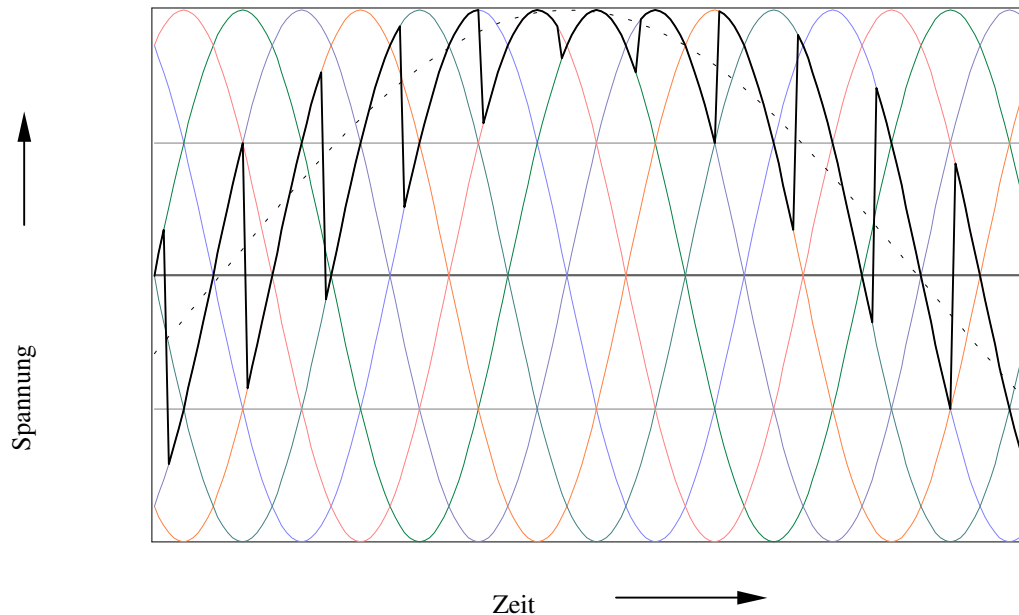


Abb. 2.14 Spannungsverlauf Steuerumrichter

Der Steuerumrichter kann große Ströme bei kleiner Ausgangsfrequenz liefern. Er lässt sich deshalb sehr gut als preiswertes Stellglied für drehzahlvariable Synchronmaschinen einsetzen, wenn bei kleiner Drehzahl hohe Drehmomente gefordert werden.

Die Netzströme sind auf Grund der Phasenanschnittsteuerung nach [61] auch bei sinusförmigem Ausgangsstrom verzerrt und phasenverschoben. Der Steuerumrichter belastet das Drehstromnetz mit erheblicher Blindleistung, da durch die ständige dynamische Aussteuerung neben der Grundschwingsblindleistung Q und der Verzerrungsblindleistung D noch zusätzlich die Modulationsblindleistung M entsteht. Die Scheinleistung setzt sich damit aus vier Komponenten zusammen:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2 + M^2} \quad (2.5)$$

Neben der starken Oberwellenbelastung des Netzes verschlechtert sich auch der Leistungsfaktor λ .

2.2.2 Selbstgeführte Direktumrichter

Beim fremdgeführten Direktumrichter erfolgt nach [10] die Kommutierung ohne zusätzliche Maßnahmen mit Hilfe des speisenden Drehstromnetzes. Deshalb wird dieser Umrichtertyp auch als natürlich kommutierender Direktumrichter bezeichnet.

Im Gegensatz dazu muss der selbstgeführte Direktumrichter in der Lage sein, durch Zwangskommutierung den Strom auf einen anderen Zweig zu leiten. Dafür werden Halbleiterschalter benötigt, die abschaltbar und rückwärtssperrfähig sind. Sie müssen außerdem den Stromfluss in beide Richtungen ermöglichen. Deshalb werden sie auch als bidirektionale Schalter bezeichnet.

Um die genannten Eigenschaften zu erhalten, werden meist mehrere Halbleiterbauelemente kombiniert. Dabei können sperrfähige GTOs, vorrangig jedoch verschiedene IGBT-Typen eingesetzt werden.

Die löschbaren Zweirichtungsventile verbinden jeweils eine Eingangs- mit einer Ausgangsphase. Je nach Steuerverfahren werden verschiedene Umrichtertypen unterschieden. Die prinzipielle Schaltung ist bei allen gleich, je nach Verfahren können aber auch Schaltungsteile eingespart werden. Dabei wird die dreiphasige Last nicht mit allen Eingangsklemmen verbunden, sondern maximal mit zwei Phasen. Dadurch haben mindestens zwei Leiter am Ausgang gleiches Spannungsniveau. Diese Schaltungsvariante entspricht einem Spannungszwischenkreisumrichter jedoch ohne Kondensator. Auf diese Weise kann die Anzahl von Halbleiterbauelementen reduziert werden, es sind aber nur noch Steuerverfahren möglich, die auf dem Prinzip der virtuellen Gleichrichtung mit anschließendem Wechselrichten beruhen.

Der selbstgeführte Direktumrichter ist rückspeisefähig und kann ein Ausgangsspannungssystem erzeugen, bei dem sich sowohl die Spannung als auch die Frequenz stufenlos bis zum Maximalwert einstellen lassen. Dabei kann der Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$ der Eingangsseite je nach Steuerverfahren so verändert werden, dass das Netz nicht mit Blindleistung belastet wird. Durch das Pulsen der Ventile mit einer möglichst hohen Taktfrequenz, sind Ausgangsspannung und Eingangsstrom frei von niederfrequente Oberschwingungen.

Im Gegensatz zum fremdgeführten Direktumrichter (Abschnitt 2.2.1) benötigt der selbstgeführte Umrichter keinen eingangsseitigen Stromrichtertransformator oder eine isolierte Last.

Nach [47] ist für die Funktion des Umrichters ein Eingangsfilter, bestehend aus Spule und Kondensator, erforderlich. Der Kondensator hat die Aufgabe, die Spannung beim steilen Stromanstieg infolge von Schalthandlungen zu stützen und unzulässige Überspannungen zu vermeiden. Das ohmsch-induktive Netz hat dadurch keinen Einfluss mehr auf die Geschwindigkeit des Stromübergangs von einem Zweig auf den anderen. Die Kommutierung erfolgt sehr schnell, so dass die Halbleiterventile als ideale Schalter angesehen werden können. Das LC-Filter hält Oberschwingungen zurück und lässt nur die Grundschiwingung des Stromes passieren. Es ist somit Bestandteil des Umrichters (Abb. 2.15).

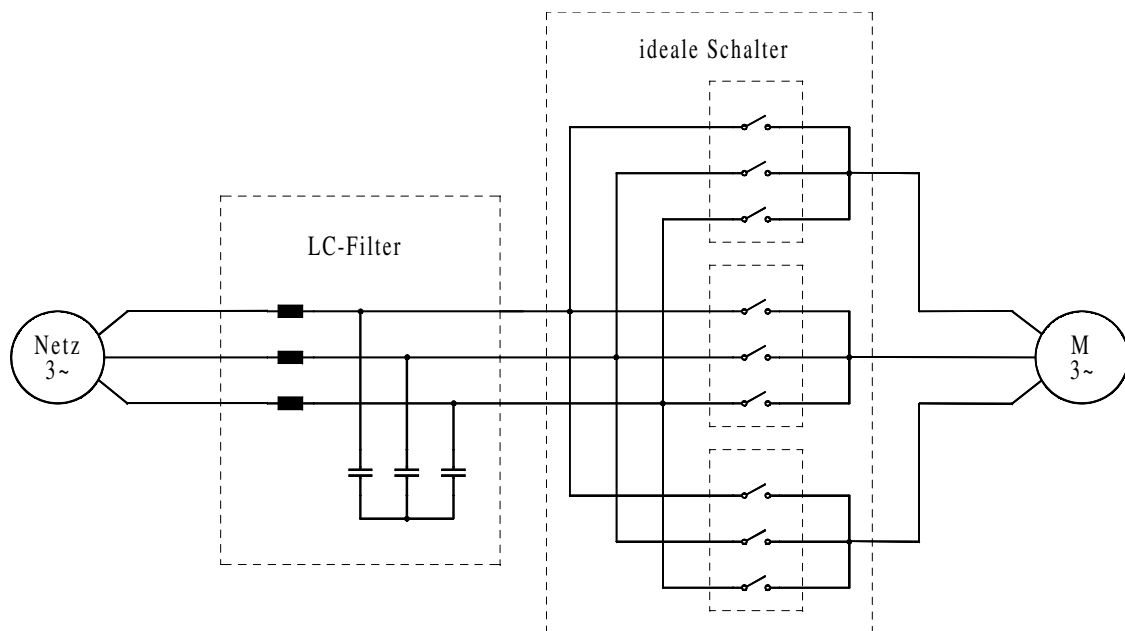


Abb. 2.15 Prinzipschaltbild des selbstgeführten Direktumrichters

Der selbstgeführte Direktumrichter lässt sich als ein Netzwerk von Schaltern darstellen. Grundsätzlich kann dieses Prinzip in Systemen mit beliebig vielen Phasen angewandt werden. Bei dreiphasigen Netzen sind 9 bidirektionale Schalter erforderlich.

Werden diese Schalter und die zugehörigen Knoten so angeordnet, dass die Schaltergruppen nebeneinander liegen, erhält man eine matrizenförmige Anordnung. Daher wird dieser Umrichter als Matrixumrichter bezeichnet.

Bei Systemen mit dreiphasigen Ein- und Ausgang ergibt sich eine 3x3 Matrix.

In Abb. 2.16 ist die 3x3 Matrix für Drehstromnetze dargestellt.

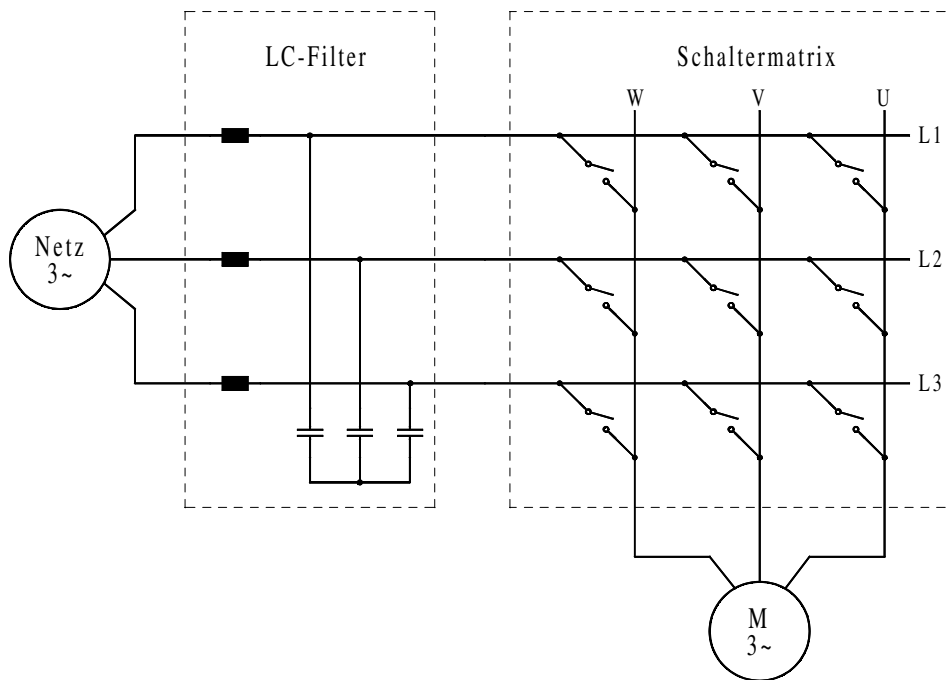


Abb. 2.16 Prinzipschaltbild des Matrixumrichters

3 Prinzipieller Aufbau des Matrixumrichters

Ein kompletter Matrixumrichter besteht neben dem Leistungsteil auch aus anderen Komponenten, die zur Überwachung und Ansteuerung der Schaltermatrix notwendig sind. Das gesamte Antriebssystem ist in Abb. 3.1 dargestellt.

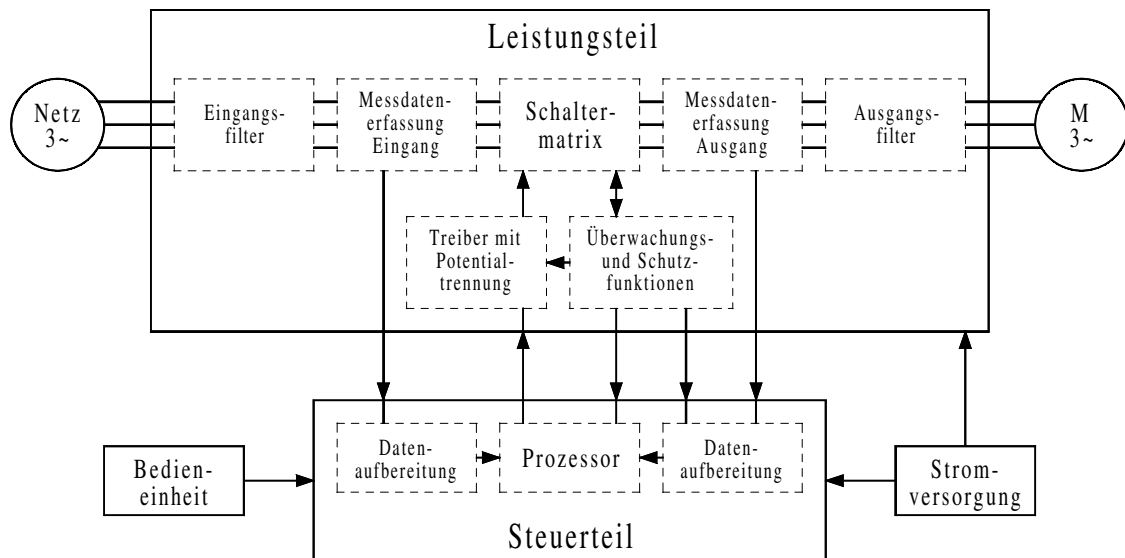


Abb. 3.1 Antriebssystem mit Matrixumrichter

Der sich auf dem Steuerteil befindende Prozessor ist für die Berechnung und Ausgabe der jeweiligen Schaltmuster zuständig. Dazu müssen die auf dem Leistungsteil erfassten Mess- und Überwachungsdaten aufbereitet, gegebenenfalls umgeformt und in den Controller eingelesen werden. Die von einer übergeordneten Steuer- und Bedieneinheit ausgegebenen Befehle gewährleisten die Kommunikation zwischen Mensch und Maschine.

Das Leistungsteil besteht aus dem Eingangsfiler, den Halbleiterventilen einschließlich der zugehörigen Treiber mit Potentialtrennung, Schutz- und Überwachungseinrichtung sowie der Messdatenerfassung. Bei Notwendigkeit kann ein Ausgangsfiler vorgesehen werden.

Die Stromversorgungseinheit liefert alle zum Betrieb notwendigen Spannungen für das Steuer- und das Leistungsteil.

In den nachfolgenden Betrachtungen soll das Leistungsteil des Umrichters näher untersucht werden. Dabei wird das Hauptaugenmerk auf theoretische Grundlagen sowie prinzipielle Schaltungsvarianten gelegt, die für die Funktion des Matrixumrichters von Bedeutung sind und die Einfluss auf die Auswahl von Steuerverfahren haben.

Der Hardware-Aufbau des gesamten Umrichters einschließlich Steuerteil und Spannungsversorgung ist im Abschnitt 7.3 enthalten.

3.1 Einsatz von Halbleitern als Zweirichtungsventile

Die Schaltermatrix des Umrichters besteht aus bidirektionalen Halbleiterventilen. Sie müssen aus verschiedenen Einzelbauteilen zusammengesetzt werden. Dabei können prinzipiell alle abschaltbaren Halbleiter einschließlich IGBTs, GTOs, MOSFETs und bipolare Transistoren zum Einsatz kommen.

Transistoren benötigen zur Ansteuerung eine relativ große Leistung und sind daher für leistungselektronische Anwendungen, bei denen eine Potentialtrennung zwischen Maschinen- und Steuerseite zwingend erforderlich ist, weniger geeignet.

Deshalb wird an Stelle von einfachen Bipolartransistoren meist ein MOSFET eingesetzt, der fast leistungslos angesteuert und mit hoher Schaltfrequenz betrieben werden kann. Die Spannungsfestigkeit von MOSFETs ist jedoch nicht sehr groß, so dass ihr Haupteinsatzgebiet bei Anwendungen im niederen Spannungsbereich liegt.

Um die notwendigen Filter so klein wie möglich zu halten, ist eine hohe Pulsfrequenz anzustreben. Deshalb sind GTOs mit relativ langsamen Schaltverhalten ebenfalls nicht geeignet.

Der IGBT ist nach [61] ein bipolarer Transistor mit einer MOS-Steuereinheit. Er vereinigt die Vorteile beider Transistortypen. Er hat eine geringe Durchlass-Spannung, benötigt aber keine große Steuerleistung. Deshalb wird der IGBT in der Leistungselektronik am häufigsten eingesetzt. Sein Anwendungsgebiet erstreckt sich von einigen Watt bis in den MW-Bereich. Dabei kann die Pulsfrequenz je nach Typ bis 100 kHz betragen. Er ist ein preiswertes, robustes Halbleiterbauelement und für den Einsatz im Matrixumrichter am besten geeignet. Daher wird im Folgenden nur der IGBT als Halbleiterventil betrachtet.

3.1.1 Diodenbrücke mit IGBT

Die einfachste Möglichkeit einen bidirektionalen Schalter mit nur einem IGBT zu bilden, besteht in der Kombination mit einer Gleichrichterbrücke (Abb. 3.2).

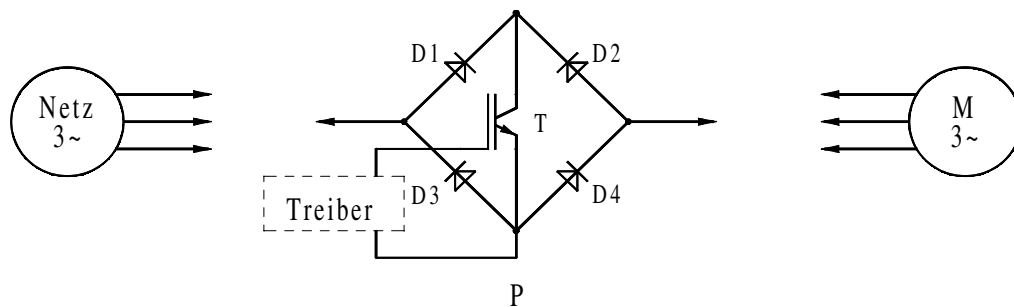


Abb. 3.2 Diodenbrücke mit IGBT

Für die Matrix werden insgesamt 9 bidirektionale Schalter benötigt.

Wird der IGBT angesteuert, kann sowohl ein Stromfluss vom Netz über D1, T und D4 zur Last als auch umgekehrt über D2, T und D3 erfolgen.

Diese Variante hat jedoch drei Nachteile:

- Das Potential am Punkt P kann bei allen Schaltern unterschiedlich sein. Deshalb werden 9 galvanisch getrennte Stromversorgungen zur Ansteuerung der IGBTs benötigt.
- Der Strom muss immer über drei Halbleiter (zwei Dioden und ein IGBT) fließen. Damit ergeben sich hohe Durchlassverluste.
- Die Richtung des Stromflusses kann nicht selektiert werden. Dadurch werden je nach Steuerverfahren die Möglichkeiten zur Kommutierung eingeschränkt.

Der Vorteil, dass lediglich 9 IGBTs benötigt werden, wird durch die hohe Anzahl von Gate-Stromversorgungen (9) und Dioden (36) wieder aufgehoben.

Diese Schaltung ist wegen der hohen Durchlassverluste und der Einschränkung im Steuerverfahren am wenigsten geeignet.

3.1.2 Emittenseitig verbundene IGBTs

Werden in einem bidirektionalen Schalter zwei IGBTs eingesetzt, dann ist die Richtung des Stromflusses wählbar. Das ist bei den komplizierten Kommutierungsverhältnissen im Matrixumrichter von Vorteil.

Da der IGBT keine negative Sperrspannung aufnehmen kann, muss zu seinem Schutz eine antiparallele Freilaufdiode geschaltet werden. Sie ist bei vielen IGBTs direkt im Bauteil enthalten.

Es gibt zwei Möglichkeiten die Ventile zusammenzuschalten. So können jeweils beide Kollektoren oder die Emittoren verbunden werden.

In Abb. 3.3 ist die Schaltung mit gemeinsamen Emittoren zu sehen. Sie wird als "Common Emitter Configuration" (CEC) bezeichnet.

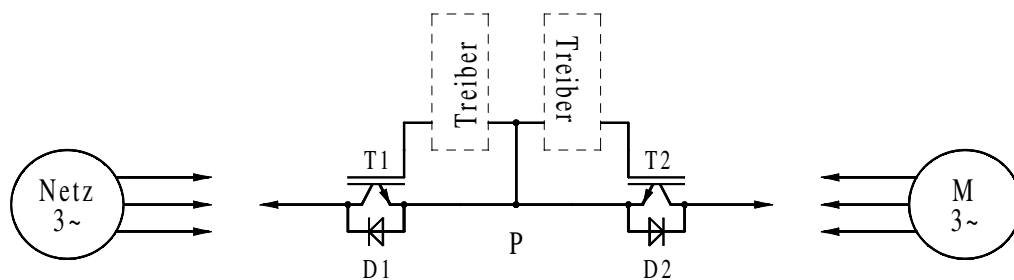


Abb. 3.3 Emittenseitig verbundene IGBTs

Hier kann der Strom entweder über den angesteuerten IGBT T1 und die Diode D2 oder umgekehrt über den eingeschalteten T2 und D1 geführt werden. Damit ist die Richtung selektierbar.

Die Durchlassverluste sind gegenüber der Variante mit Gleichrichterbrücke geringer, da der Strom nicht durch drei, sondern nur über jeweils zwei Halbleiter (Diode und IGBT) fließen muss.

Auch hier ist das Potential am Punkt P bei den 9 einzusetzenden Zweirichtungsventilen unterschiedlich, so dass mindestens 9 galvanisch getrennte Stromversorgungen für die Treiber vorzusehen sind.

3.1.3 Kollektorseitig verbundene IGBTs

Bei der Schaltung nach Abb. 3.4 kann der Stromfluss ebenfalls in beiden Richtungen gesteuert werden.

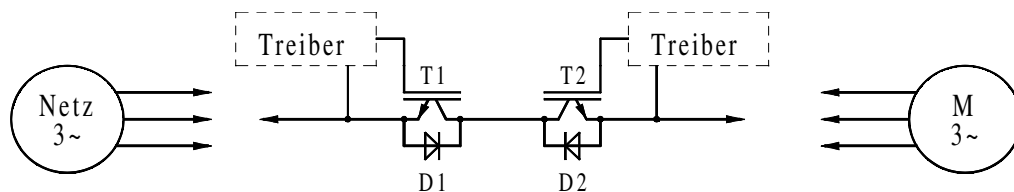


Abb. 3.4 Kollektorseitig verbundene IGBTs

Die Durchlassverluste bei der "Common Collector Configuration" (CCC) sind genauso groß wie bei der Schaltung mit gemeinsamen Emitter, da der Strom wie bei CEC durch zwei Halbleiter fließt.

Es sind für Drehstromsysteme wiederum 9 bidirektionale Schalter also insgesamt 18 IGBTs mit den notwendigen Treibern einzusetzen. Das Massepotential der Treiber liegt jeweils auf einem der drei Leiter der Netz- bzw. der Lastseite, das ergibt insgesamt 6 verschiedene Spannungen. Somit haben immer drei Baugruppen der Steuerelektronik gleiches Bezugspotential, wodurch sich die Anzahl von potentialtrennenden Stromversorgungen auf 6 reduziert.

Diese Variante kommt mit einem Minimum an DC/DC-Wandlern zur Versorgung der Ansteuereinheiten aus. Sie ist die zurzeit beste Möglichkeit, bidirektionale Schalter aus Halbleiterbauteilen zu bilden und wurde deshalb auch in dem Versuchsstand des Matrixumrichters eingesetzt.

3.1.4 Rückwärtssperrfähige IGBTs

Eine weitere Variante der Kombination von Halbleitern für bidirektionale Schalter kann durch den Einsatz von rückwärtssperrfähigen IGBTs realisiert werden. Der RBIGBT (Reverse Blocking IGBT) ist in der Lage, Sperrspannungen in beiden Richtungen aufzunehmen.

Dieses neue Bauelement wurde erstmalig im Frühjahr 2002 von der IXYS Corporation vorgestellt und ist nach [47] erst seit Kurzem erhältlich. Es werden bisher nur vier verschiedene Typen für einen Strom von 40 A und einer Spannung von 600 V, 800 V, 1000 V und 1200 V angeboten.

Abb. 3.5 zeigt die Antiparallelschaltung mit RBIGBT.

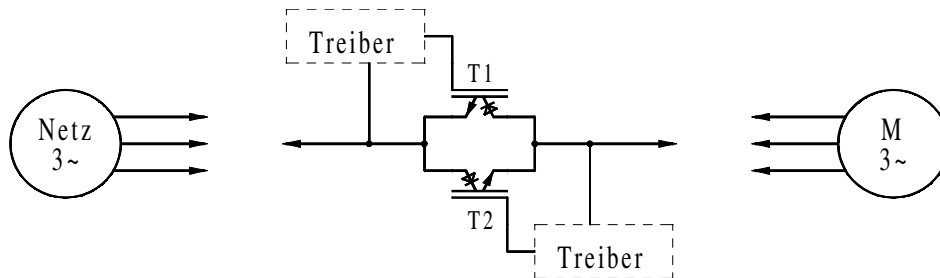


Abb. 3.5 Rückwärtssperrfähige IGBTs

Ebenso wie die vorher aufgezeigten Varianten ist durch den Einsatz von RBIGBTs bei der Steuerung eine Richtungsauswahl des Stromes möglich.

Es müssen insgesamt 18 Halbleiter eingesetzt werden, die antiparallelen Dioden der IGBTs entfallen. Das führt sowohl zur Einsparung von Bauelementen als auch zur Reduzierung der Durchlassverluste, weil der Strom nur noch durch einen Halbleiter fließen muss.

Bei der Stromversorgung der Ansteuerelektronik ergibt sich kein weiterer Vorteil, es werden wieder 6 DC/DC-Wandler benötigt, da jeweils drei Treiber das gleiche Bezugspotential besitzen.

Es ist zu erwarten, dass durch Optimierung der Bauteilparameter vor allem die Schalt- und die Durchlassverluste weiter gesenkt werden können. Wenn zukünftig eine breite Angebotspalette dieser Halbleiter zur Verfügung steht, wird der RBIGBT die optimale Variante bei der Realisierung bidirektionaler Schalter im Matrixumrichter sein.

3.2 Schaltungstopologie

Der Aufbau der Schaltermatrix kann sehr unterschiedlich erfolgen. Je nach Art der in Abschnitt 3.1 aufgezeigten bidirektionalen Halbleiterventile ist eine Vielzahl von Kombinationen möglich. Im Folgenden soll eine Auswahl von gebräuchlichen Varianten (Abb. 3.6) dargestellt werden.

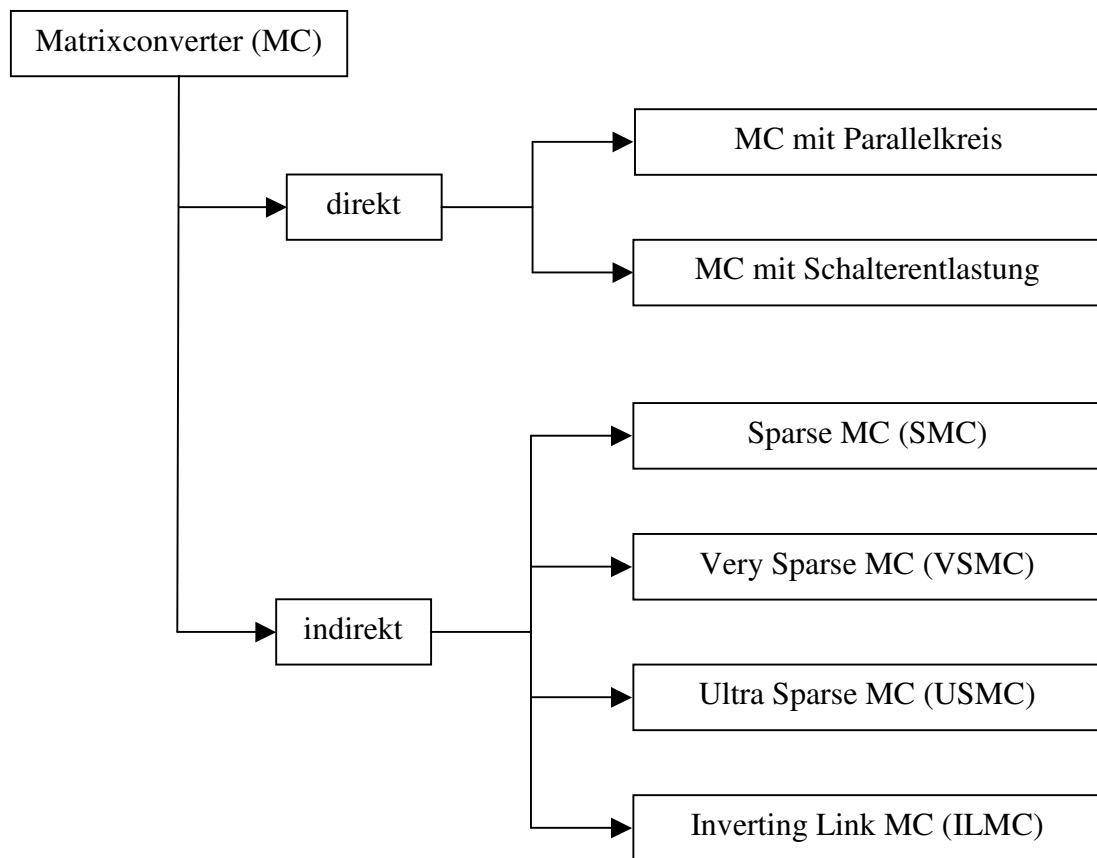


Abb. 3.6 Schaltungsvarianten des Matrixumrichters

Grundsätzlich kann man zwischen direkten und indirekten Matrixconvertern (MC) unterscheiden. Während bei der ersten Gruppe durch zusätzliche Schaltungsteile die Kommutierung erleichtert werden soll, wird in der zweiten das Hauptaugenmerk auf die Einsparung von Bauteilen gelegt. Die Möglichkeiten der Kommutierung sind daher meist eingeschränkt.

Der konventionelle Aufbau der Schaltermatrix ist in Abb. 3.7 dargestellt. Die Richtung des Stromflusses ist selektierbar. Die mit A, B, C allgemein bezeichneten Ausgänge können ein-, zwei- oder dreiphasig mit den Eingangsklemmen a, b, c verbunden werden.

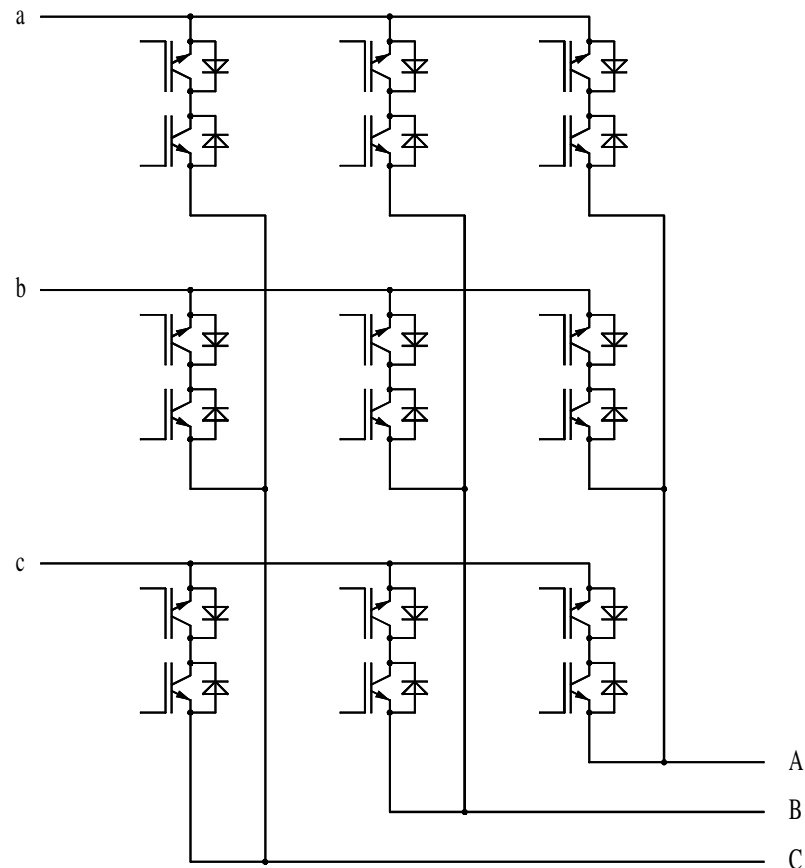


Abb. 3.7 Konventionelle Schaltermatrix

Die IGBTs sind zur Minimierung der Gate-Stromversorgungen kollektorseitig zusammengeschlossen. Die Variante mit gemeinsamen Emitter ist bei Verwendung von 9 DC/DC-Wandlern ebenso möglich.

Es können alle Schaltkombinationen gewählt werden, bei denen die Eingangsspannung nicht kurzgeschlossen wird. Dabei darf der Laststrom nicht unterbrochen werden, da die in den Streuinduktivitäten der Maschine gespeicherte Energie infolge des steilen Stromabfalls zu hohen Überspannungen führen würde und Halbleiterbauelemente zerstören könnte.

3.2.1 Matrixumrichter mit Parallelkreis

Sollen zur Kommutierung auf einen anderen Zweig oder im Fehlerfall die Schalter auch bei fließendem Laststrom geöffnet werden können, muss der Strom von zusätzlich vorzusehenden Bauteilen kurzzeitig übernommen werden. Dazu wurde in [66] ein Schaltungsvorschlag veröffentlicht, der eine zur Matrix parallel anzuordnende Gleichrichterbrücke (Abb. 3.8) zeigt.

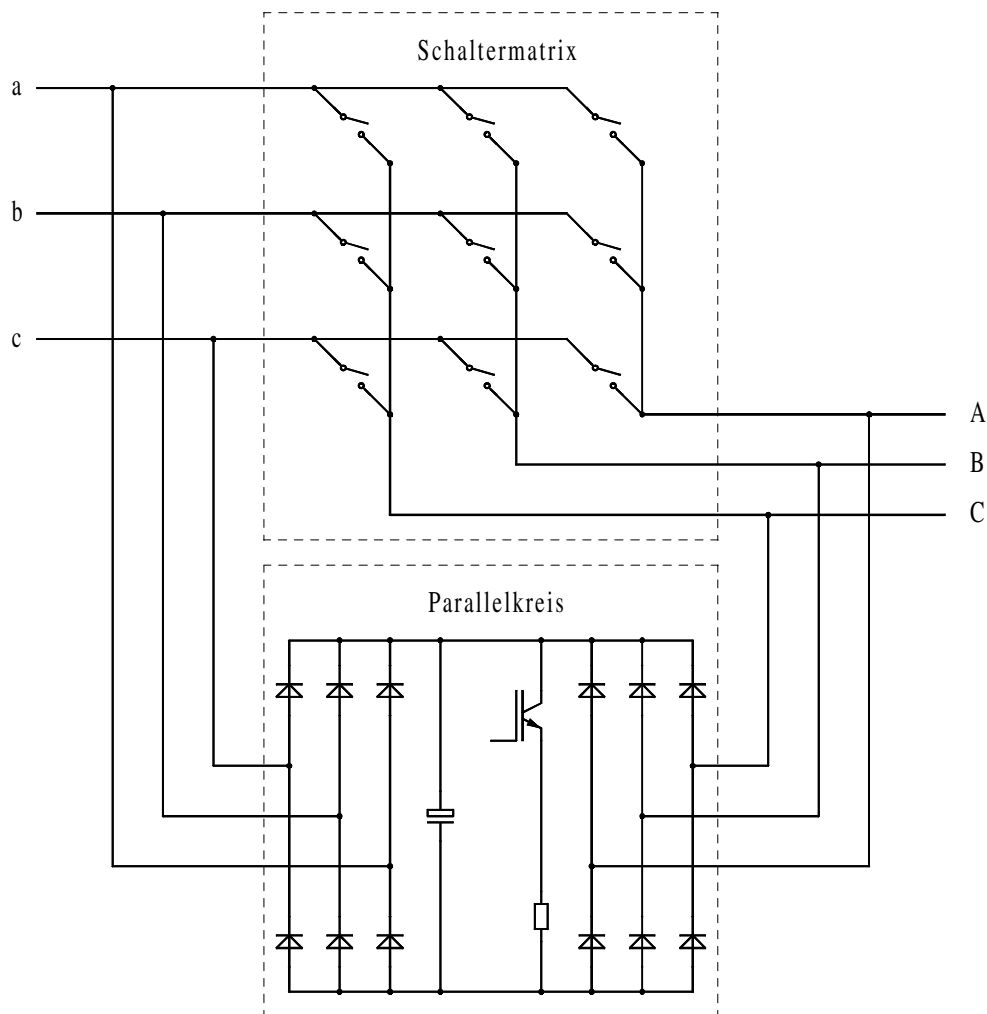


Abb. 3.8 Matrixumrichter mit Parallelkreis

Wird der Stromfluss durch Öffnen von Schaltern unterbrochen, speichert der Kondensator die Energie sobald die durch Induktion hervorgerufene Überspannung größer als die Gleichspannung im Parallelkreis ist.

Diese Energie muss über einen Chopper abgebaut oder durch eine Rückspeiseeinheit ins Netz geleitet werden.

Die Kapazität des Parallelkreiskondensators ist wesentlich kleiner als ein Zwischenkreiskondensator bei einem vergleichbaren U-Umrichter (ca. 1 %), da die Energie nur kurzzeitig gepuffert werden muss.

3.2.2 Matrixumrichter mit Schalterentlastung

Eine andere Variante, die auf die Reduzierung der Schaltverluste abzielt, wurde in [48] entwickelt. Durch zusätzliche Resonanzkreise soll erreicht werden, dass die Ventile stromlos schalten. Dazu sind die drei Ausgangsleiter über einen Serienschwingkreis mit dem Sternpunkt der Eingangsseite verbunden. Der Mittelpunkt des Netzfilters wird als künstlicher Sternpunkt benutzt, so dass der Null-Leiter des Drehstromnetzes nicht zugänglich sein muss.

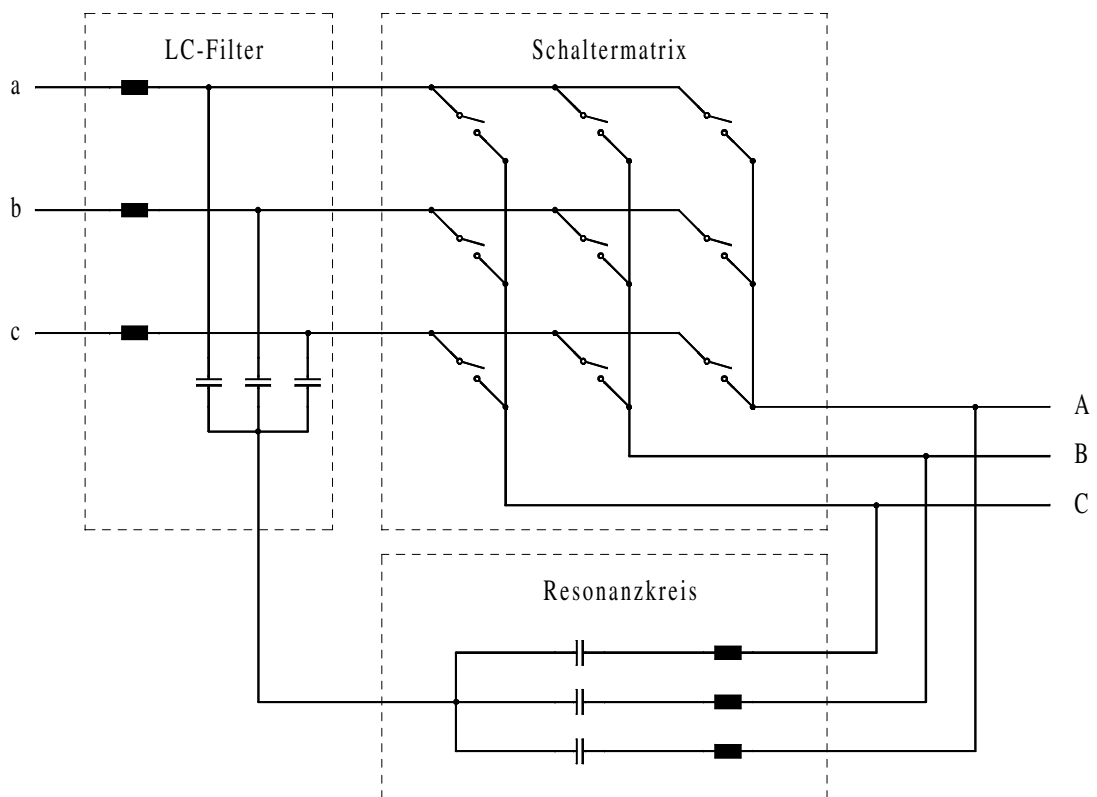


Abb. 3.9 Matrixumrichter mit Resonanzkreis

Beim Matrixconverter mit Parallelkreis vereinfacht sich das Steuerverfahren, da bei der Kommutierung der Stromfluss unterbrochen werden darf.

Im Gegensatz dazu muss die Recheneinheit im Matrixumrichter mit Resonanzkreis sicherstellen, dass der Strom nicht abreißt. Zusätzlich ist der Schaltablauf so zu steuern, dass bei der Kommutierung das Schalten stromlos erfolgt. Dadurch sind weitere Bedingungen einzuhalten und gegebenenfalls Zwischenschritte notwendig, die das Steuerverfahren verkomplizieren. Durch das stromlose Schalten bei Phasenresonanz können bei erhöhtem Bauteil- und Steueraufwand die Verluste etwas gesenkt werden.

3.2.3 Sparse Matrixconverter

Sollen die Bauteilkosten minimiert werden, sind Schaltungsvarianten einzusetzen, die mit möglichst wenig Leistungshalbleitern aufgebaut sind. In [44] werden derartige Umrichter vorgestellt, das jeweilige Schaltungsprinzip wird nachfolgend aufgezeigt.

Diese indirekt arbeitenden Matrixumrichter verbinden Ein- und Ausgang über einen Zwischenkreis, dessen Spannungshöhe variabel ist. Der netzseitige Gleichrichter erzeugt eine veränderliche Spannung, aus der der maschinenseitige Stromrichter die dreiphasige Ausgangsspannung generiert.

Das Konzept entspricht dem Steuerverfahren der fiktiven Gleichrichtung mit anschließendem Wechselrichten. Daher sind nur Verfahren, die auf diesem Prinzip beruhen, anwendbar. Dreiphasige Verbindungen zwischen Ein- und Ausgang können nicht geschaltet werden.

Diese Umrichter sind keine Zwischenkreisumrichter, da weder ein Kondensator noch eine Spule die Energie im Zwischenkreis speichert.

Je nach Einsparung von Halbleiterventilen werden neben dem Sparse Matrixconverter der Very-, der Ultra- und der Inverting Link Matrixumrichter unterschieden. Der zuletzt genannte stellt eine Sonderform dar und ist in der Lage, die Richtung des Stromflusses im Zwischenkreis über zwei Schalter umzukehren. Da das dafür notwendige Steuerverfahren kompliziert und die Schaltverluste hoch sind, soll dieser Umrichter nur kurz erwähnt werden.

Der Sparse Matrixconverter besteht aus insgesamt 15 IGBTs und 18 Dioden. Gegenüber dem konventionellen Matrixumrichter (Conventional Matrix Converter - CMC) wurden 3 Transistoren eingespart (Abb. 3.10).

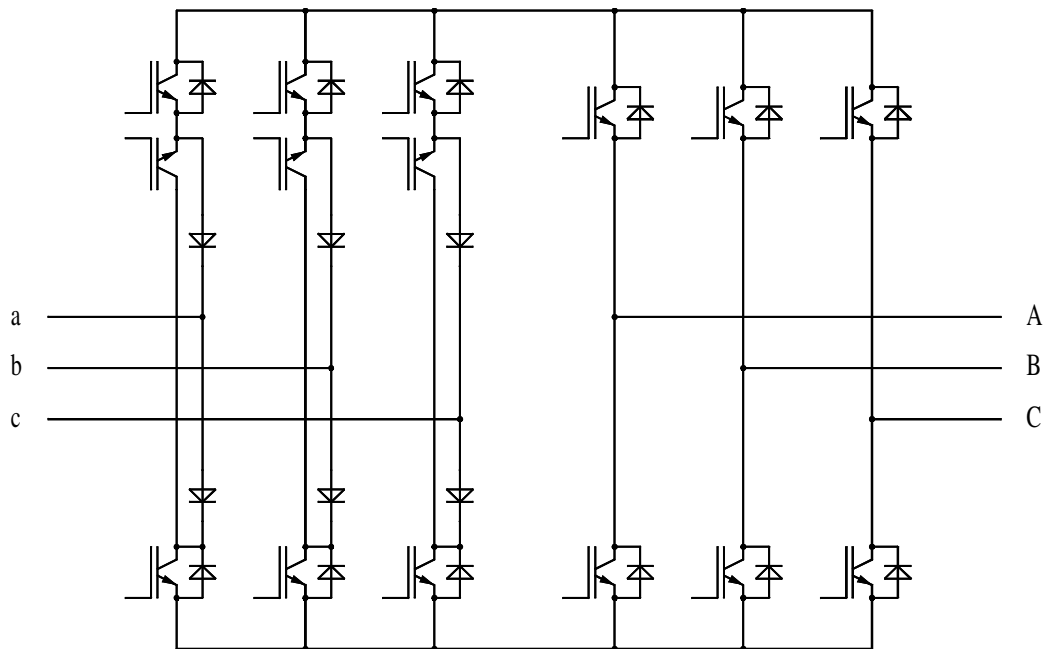


Abb. 3.10 Sparse Matrixconverter

Neben den Einschränkungen beim Steuerverfahren weist diese Schaltung weitere Nachteile auf:

- Je nach Flussrichtung muss der Strom durch drei oder vier Ventile fließen. Die Durchlassverluste sind also höher im Vergleich zum CMC. Diesen Mangel weisen alle Spar-Umrichter auf.
- Die Zusammenschaltung von IGBTs und Dioden ist ebenfalls ungünstig. Bei den sechs unteren und den oberen IGBTs kann eine im Bauteil enthaltene Freilaufdiode mitgenutzt werden. Das ist bei den drei mittleren Transistoren nicht möglich. Hier müssen IGBTs ohne Diode eingesetzt werden. Das wirkt sich ungünstig aus, wenn zum Aufbau der Schaltung Module mit mehreren Halbleitern genutzt werden sollen. Auch dieser Nachteil ist bei allen Sparse Convertern zu beobachten.

3.2.4 Very Sparse Matrixconverter

Eine weitere Einsparung von schaltenden Halbleiterbauteilen ist mit dem Very Sparse Matrixconverter möglich. Der eingangsseitige Gleichrichter besteht aus sechs Diodenbrücken mit IGBT, wodurch sich die Anzahl von Transistoren auf 12 verringert. Dafür müssen 30 Dioden vorgesehen werden (Abb. 3.11).

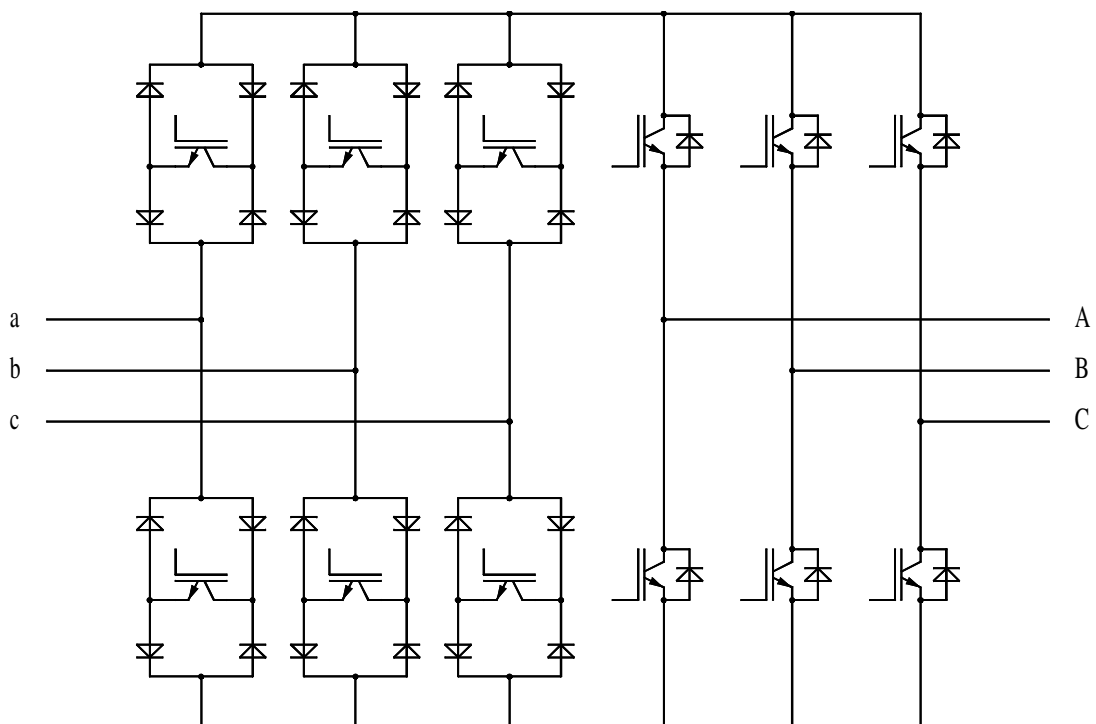


Abb. 3.11 Very Sparse Matrixconverter

Bei dieser Variante muss der Strom immer durch vier Halbleiter fließen. Die zu erwartenden Durchlassverluste sind hier besonders hoch. Je nach Verfahren kann die Eingangsbrücke so gesteuert werden, dass sie nicht gepulst, sondern in Abhängigkeit des Spannungsverlaufs des Eingangs die jeweils positive bzw. negative Spannung durchgeschaltet wird. Dadurch verringern sich die Schaltverluste. So können zumindest teilweise die erhöhten Durchlassverluste ausgeglichen werden.

Dieses Verfahren bringt neben der Einschränkung der Kommutierungsmöglichkeiten auch stärkere Netzbelastung durch Oberschwingungen mit sich.

3.2.5 Ultra Sparse Matrixconverter

Der USMC kommt mit 9 IGBTs und 18 Dioden aus. Hier werden gegenüber dem herkömmlichen Matrixumrichter 9 Transistoren eingespart. Die Verluste sind mit denen des VSMC vergleichbar, da auch hier jeweils vier Halbleiter stromdurchflossen sind. Gleiches gilt für die Nachteile bei Nichtpulsung der Eingangsbrücke zur Reduzierung der Schaltverluste.

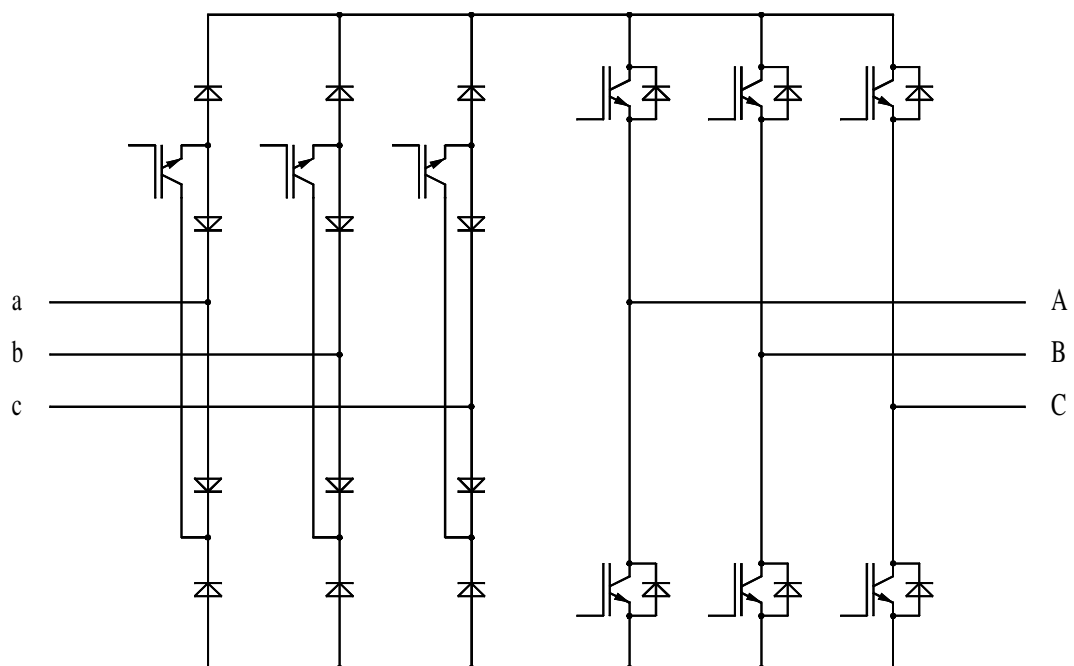


Abb. 3.12 Ultra Sparse Matrixconverter

3.2.6 Inverting Link Matrixconverter

Der ILMC kann als Sonderform des Ultra Matrixconverters angesehen werden, bei dem zusätzlich die Möglichkeit besteht, die beiden Phasen des Zwischenkreises umzuschalten. Steuerverfahren für diese Variante sind nach [44] besonders kompliziert. Neben den großen Durchlassverlusten sind auch die Schaltverluste sehr hoch, so dass der Einsatz dieses Umrichters nicht effektiv ist.

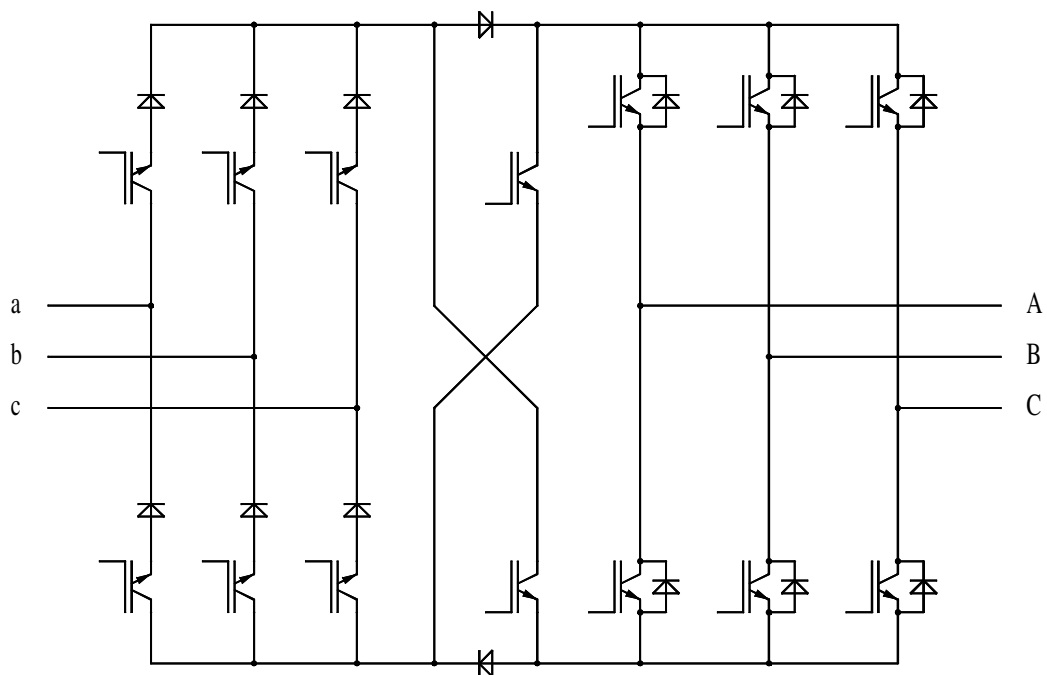


Abb. 3.13 Inverting Link Matrixconverter

3.3 Schutz des Matrixumrichters

Neben der aus bidirektionalen Schaltern bestehenden Matrix gehören Einrichtungen zum Schutz der Halbleiterventile ebenfalls zum Leistungsteil des Umrichters.

Die leistungselektronischen Bauteile müssen vor Zerstörung durch Überstrom und Überspannung besonders geschützt werden, da der Matrixconverter im Vergleich zum Zwischenkreisumrichter keine Freilaufpfade besitzt, die im Fehlerfall den Laststrom aufnehmen können.

Die Steuerung des Umrichters muss gewährleisten, dass die Phasen des Eingangs niemals kurzgeschlossen werden und der Ausgangsstrom nicht unterbrochen wird. Die Ausgabe einer korrekten Schaltreihenfolge hat durch die Recheneinheit zu erfolgen. Sie muss auch bei gegebenenfalls fehlerhaften Messdaten über Software-Routinen für einen sicheren Betrieb sorgen. Fehlertolerierende Programme gehören zu den Schutzmaßnahmen, sind aber Aufgabe des Steuerteils und sollen daher an dieser Stelle nicht weiter untersucht werden.

Der hardware-technische Schutz muss eine Beschädigung des Leistungsteils unabhängig vom Fehlerverursacher verhindern. Der Matrixumrichter kann auf Grund des Aufbaus der Schaltermatrix nicht aus jedem beliebigen Fehlerzustand in einen sicheren, von den Ein- und Ausgangsgrößen unabhängigen Zielzustand gebracht werden. Außer den oben erwähnten Schutzaktionen über die Steuerung müssen zusätzliche passive Maßnahmen ergriffen werden, die den Umrichter in einen sicheren Schaltzustand überführen, ohne dabei Grenzwerte der eingesetzten Bauelemente zu überschreiten.

Die Fehlerquellen können sehr unterschiedlich sein. Neben der Ausgabe von unzulässigen Schaltzuständen, die durch Programmfehler oder durch eine ungenaue Messdatenerfassung verursacht werden können, sind äußere Einflüsse wie Netzausfall oder Notabschaltung als Ursache für gefährliche Betriebszustände zu nennen.

Überstrom tritt bei Kurzschluss der Eingangsphasen oder durch Abgabe einer großen Spannung bei zu kleiner Frequenz auf. Die betreffenden IGBTs müssen sofort abgeschaltet werden.

Überspannung entsteht bei Unterbrechung des Stromflusses durch in Streuinduktivitäten gespeicherter Energie. Daher muss zunächst eine Abschätzung dieser magnetischen Energie getroffen werden.

Auf der Eingangsseite wirken nach dem Filter parasitäre Bauteil- sowie Leitungsinduktivitäten. Diese liegen je nach Nennleistung des Umrichters und den eingesetzten Bauteilen im unteren bis mittleren nH-Bereich, so dass die darin enthaltene Energie gering ist und nicht weiter betrachtet wird. Trotzdem ist zur Vermeidung von Spannungsspitzen, die infolge des sehr schnellen Abschaltens von IGBTs auch bei kleiner Induktivität entstehen, auf einen niederinduktiven Aufbau zu achten.

Bei Einsatz des Matrixumrichters in einem drehzahlvariablen Antriebssystem werden Drehstrommaschinen gespeist, so dass immer von ohmsch-induktiven Verhältnissen auf der Lastseite auszugehen ist. Hier können sowohl Synchron- als auch Asynchronmotoren eingesetzt werden.

Zur Berechnung der im Fehlerfall vom Umrichter aufzunehmenden Energie werden die einsträngigen Ersatzschaltbilder der beiden Maschinen herangezogen. Sie sind für eine Abschätzung unter Annahmen eines nahezu symmetrischen sinusförmigen Drehstromnetzes hinreichend genau.

In Abb. 3.14 ist das vereinfachte Ersatzschaltbild der Drehstromasynchronmaschine (DASM) als Kurzschlussläufer dargestellt. Die Rotorgrößen sind auf die Ständerseite umgerechnet und mit Strich gekennzeichnet.

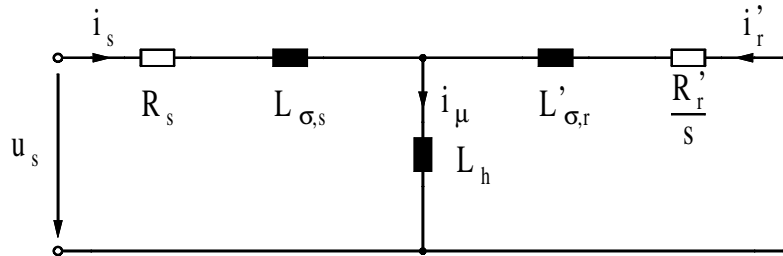


Abb. 3.14 Vereinfachtes Ersatzschaltbild der DASM

Die magnetische Energie (allgemein für einen Strang) berechnet sich:

$$W_{\text{mag}} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (3.1)$$

Damit hat eine dreisträngige Asynchronmaschine bei Verwendung der jeweiligen Stromspitzenwerte die Gesamtenergie:

$$W_{\text{mag,DASM}} = \frac{3}{4} \left(L_{\sigma,s} \cdot \hat{i}_s^2 + L'_{\sigma,r} \cdot \hat{i}_r'^2 + L_h \cdot \hat{i}_\mu^2 \right) \quad (3.2)$$

Nach [47] kann näherungsweise davon ausgegangen werden, dass sich innerhalb einer kurzen Pulssperre des Matrixumrichters auf Grund der großen Maschinenzeitkonstante der Magnetisierungsstrom nicht ändert. Bei längerer Unterbrechung wird er über den Rotorkreis auf Null reduziert. Daher kann vereinfachend angenommen werden, dass nur die Energie in den Streureaktanzen abzubauen ist. Mit der Knotengleichung

$$i_s + i_r' = i_\mu \approx \text{const.} \quad (3.3)$$

und

$$L_k \approx L_{\sigma,s} + L'_{\sigma,r} \quad (3.4)$$

lässt sich Gleichung (3.2) weiter vereinfachen.

Die magnetische Energie, die vom Umrichter abzubauen ist beträgt:

$$W \approx \frac{3}{4} L_k \cdot \hat{i}_s^2 \quad (3.5)$$

Die Kurzschlussreaktanzen X_k lässt sich für die DASM mit dem entsprechenden Versuch leicht bestimmen. Für die Amplitude des Ständerstromes \hat{i} ist gegebenenfalls ein höherer Wert einzusetzen, da bei dynamischen Lastwechsel der Nennstrom der Maschine kurzzeitig überschritten werden kann.

Im Gegensatz zur ASM liegen im Ersatzschaltbild der Synchronmaschine (SM) die Haupt- und die Streuinduktivität in Reihe (Abb. 3.15).

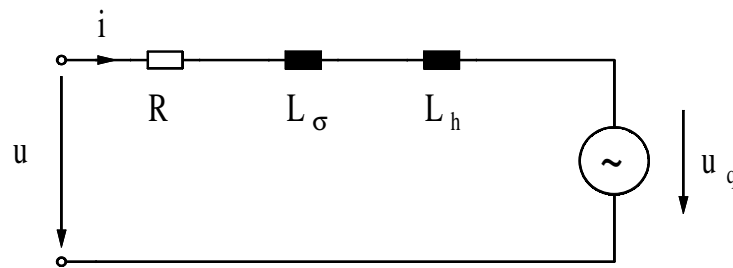


Abb. 3.15 Vereinfachtes Ersatzschaltbild der SM

Hier ergibt sich für die magnetische Energie

$$W \approx \frac{3}{4} L_d \cdot \hat{i}^2 \quad (3.6)$$

wobei die Synchronreaktanzen X_d nach [25] die Summe aus der großen Haupt- und der relativ kleinen Streureaktanz ist.

$$X_d = X_h + X_\sigma \quad (3.7)$$

Die Überspannung durch Laststromunterbrechung ist deshalb bei Einsatz einer Synchronmaschine größer. Daher sollte die Auslegung der Schutzmaßnahmen für den ungünstigsten Fall und mit einer ausreichenden Sicherheitsreserve vorgenommen werden.

3.3.1 Überspannungsschutz mit Gleichrichterbrücke

Die in der induktiven Last gespeicherte Energie muss bei Laststromunterbrechung von einer Schutzeinrichtung absorbiert werden. Dafür wird oft der in Abschnitt 3.2.1 beschriebene Parallelkreis genutzt.

Zwei Diodenbrücken sind auf der Gleichstromseite miteinander verbunden und zwischen den Ein- und Ausgang der Matrix geschaltet (Abb. 3.16).

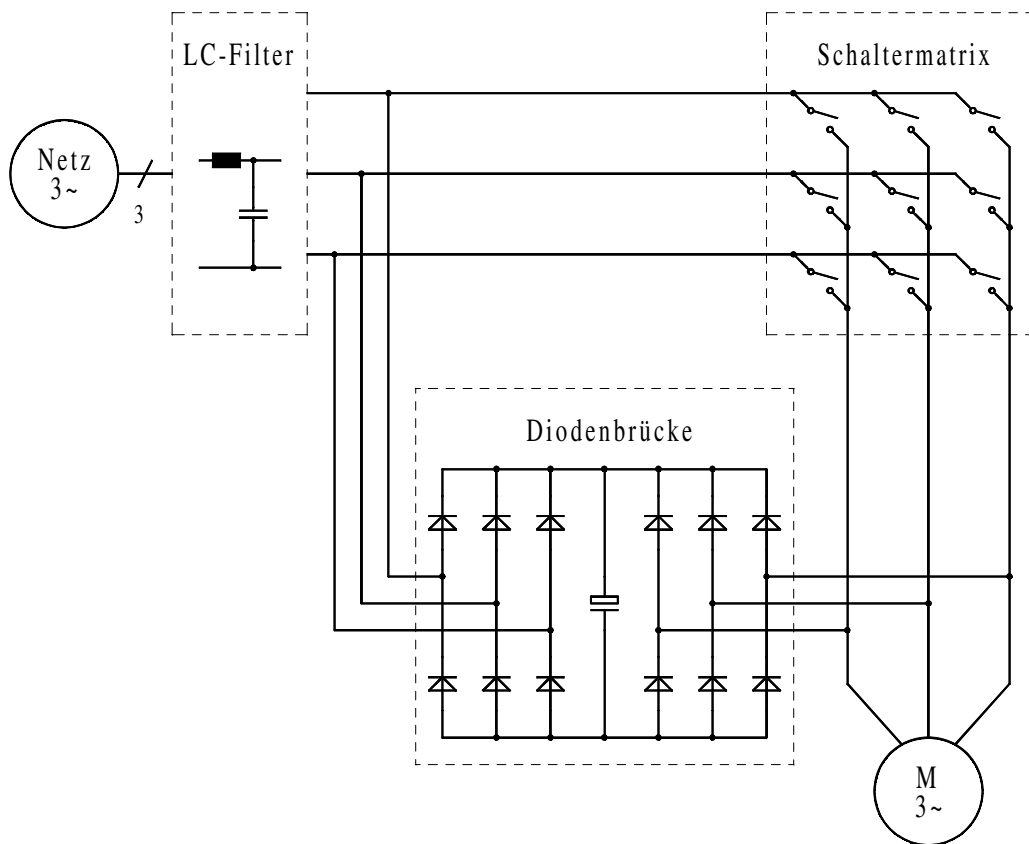


Abb. 3.16 Überspannungsschutz mit Gleichrichterbrücke

Im Fehlerfall kommutiert der Strom auf die Diodenbrücken und lädt den Kondensator auf. Dieser passive Freilaufzweig schützt die Schaltermatrix vor induzierter Überspannung.

Der Kondensator ist über die eingangsseitige Diodenbrücke mit dem Netz verbunden und daher auf die verkettete Eingangsamplitude vorgespannt.

Die Anfangsenergie des Kondensators beträgt:

$$W_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \hat{u}_{\text{Netz}}^2 \quad (3.8)$$

Damit lässt sich bei vorgegebener Maximalspannung die erforderliche Kapazität in Abhängigkeit der zu speichernden magnetischen Energiemenge bestimmen:

$$C_{\min} = 2 \cdot \frac{W_{\text{mag}}}{u_{\max}^2 - \hat{u}_{\text{Netz}}^2} \quad (3.9)$$

Wird bei Auftreten eines Fehlers der Umrichter sofort abgeschaltet und erst nach einer festgelegten Sicherheitszeit wieder in Betrieb genommen, ist die gezeigte Schaltung ausreichend, da die Zwischenkreisspannung durch Selbstentladung des Kondensators oder über einen parallelgeschalteten Widerstand abgebaut wird.

Ist jedoch davon auszugehen, dass während des normalen Betriebes der Strom mehrfach über den Kondensator fließt, muss die gespeicherte Energie abgeführt werden. Der Einsatz eines Choppers oder Rückspeisung ins Netz sind dafür zu aufwendig. Über den Zwischenkreis kann, wie in [47] beschrieben, ein Schaltnetzteil zur Versorgung der Steuerelektronik gespeist werden. Hier ergibt sich ein Vorteil, da bei kurzzeitigem Netzausfall die Elektronik mit der Kondensatorenergie weiter versorgt wird und bei Wiederkehr der Netzspannung eine auslaufende Maschine in einen geregelten Zustand geführt werden kann.

Die ausgangsseitige Diodenbrücke muss so dimensioniert sein, dass sie in der Lage ist, den Nennstrom des Umrichters (ggf. mit Überlastfaktor) aufzunehmen, die netzseitige Brücke kann kleiner bemessen werden. Dabei darf die Spannungsfestigkeit der Dioden nicht unter der Spannungsebene der Leistungstransistoren liegen, um eine Zerstörung im Fehlerfall auszuschließen.

Der zusätzliche Bauteilaufwand für den Parallelkreis lässt sich reduzieren, in dem Freilaufdioden der IGBTs mitgenutzt werden. Diese Schaltungsvariante wurde in [54] vorgestellt. Damit verringert sich die Anzahl der benötigten Dioden von 12 auf 6.

Die maximale Einsparung von 6 Dioden ist aber nur möglich, wenn 6 IGBT-Paare kollektorseitig (CCC) und 3 IGBT-Paare emitterseitig (CEC) miteinander verbunden sind.

Bei dieser Konfiguration müssen drei zusätzliche DC/DC-Wandler zur Gate-Ansteuerung vorgesehen werden, da insgesamt 9 unterschiedliche Bezugspotentiale und damit 9 galvanisch getrennte Stromversorgungen für die Treiber nötig sind.

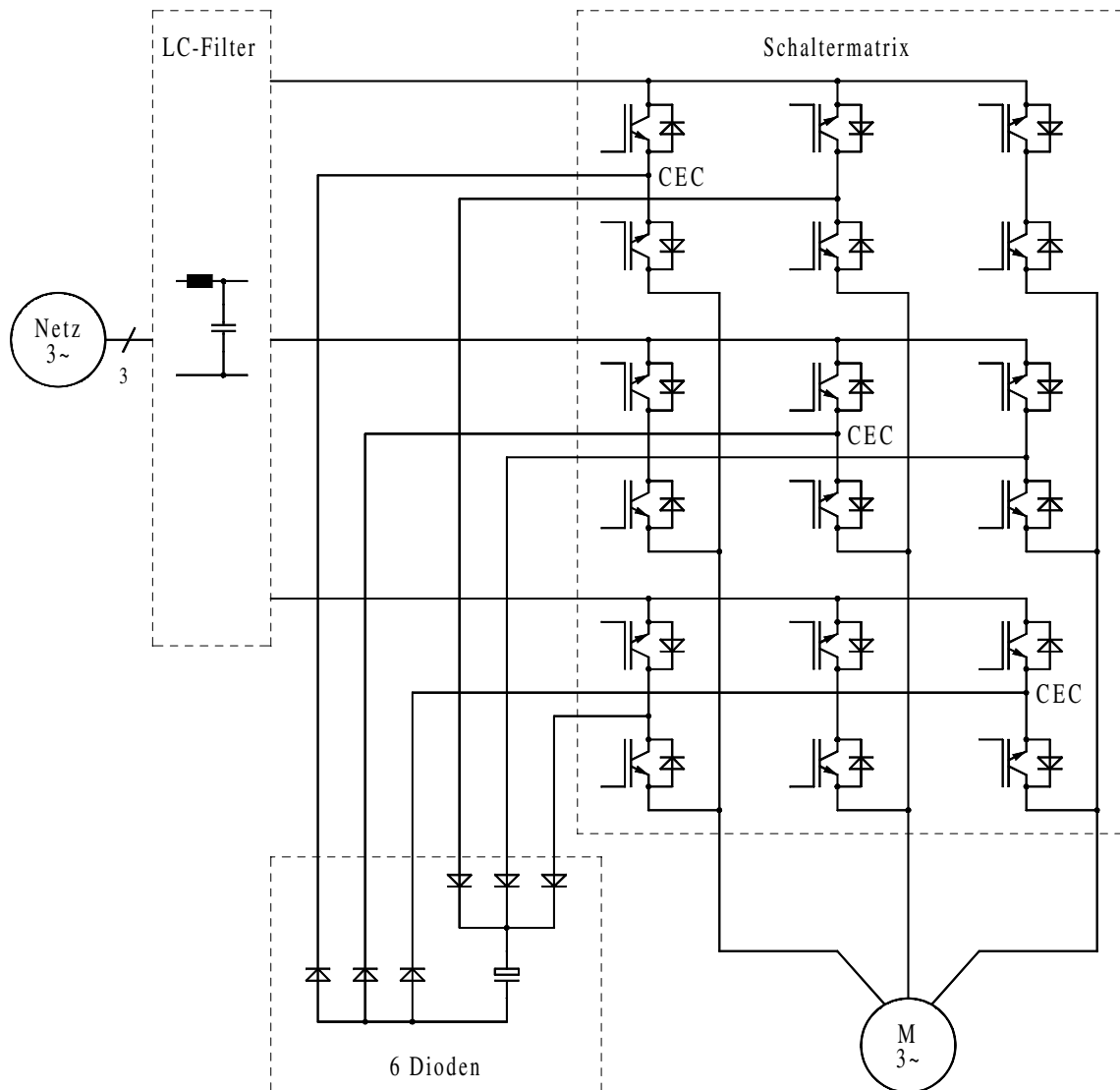


Abb. 3.17 Überspannungsschutz mit reduzierter Diodenanzahl

Soll die Energie im Parallelkreis nicht gespeichert werden, ist auch die direkte Umwandlung in Wärme möglich. An Stelle des Kondensators sind Überspannungsableiter vorzusehen [48]. Silizium-Überspannungsableiter können eine hohe Stoßleistung absorbieren, belasten im Normalbetrieb die Schaltung jedoch nicht, da nur sehr kleine Ströme fließen.

Um die geforderte Spannungshöhe zu erreichen, müssen meist mehrere Bauteile in Reihe geschaltet werden. Über einen Optokoppler kann dieser Kreis überwacht und bei Spannungsanstieg ein Fehlersignal generiert werden (Abb. 3.18).

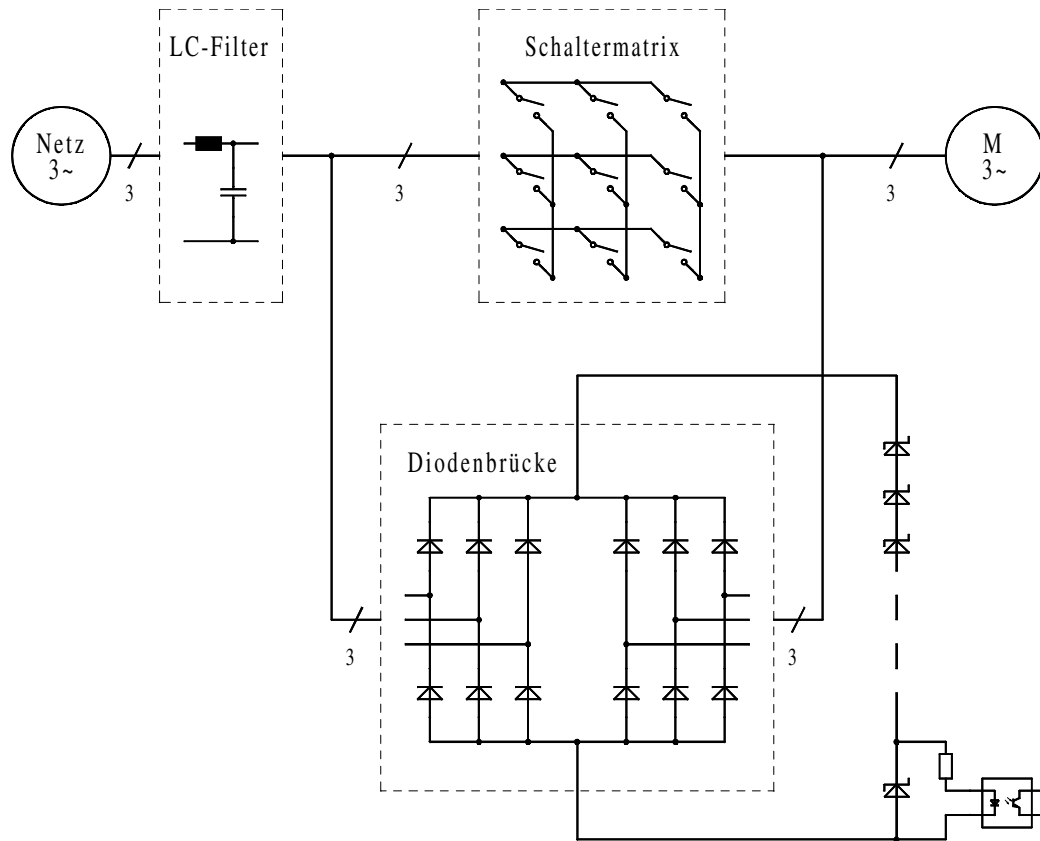


Abb. 3.18 Überspannungsschutz mit Überspannungsableiter

3.3.2 Überspannungsschutz mit Varistoren

Bei Einsatz von bidirektionalen Silizium-Spannungsableitern oder Varistoren kann die Gleichrichterbrücke entfallen. Die Umsetzung der überschüssigen Energie in Wärme erfolgt dann direkt ohne vorherige Gleichrichtung.

Der Varistor ist ein spannungsabhängiger Widerstand mit exponentiellem Verlauf. Die Spannungs-Strom-Kennlinie wird nach [27] durch die Gleichung

$$I = K \cdot U^\alpha \quad (3.10)$$

wiedergegeben. Der Nichtlinearitätsexponent α und die Konstante K sind vom jeweiligen Bauteil abhängig.

Der Sperrbereich erstreckt sich bis zu einem Stromfluss von 1 mA. Die zugehörige Spannung wird in Datenblättern als Varistorspannung angegeben. Bei Spannungserhöhung steigt der Strom entsprechend der Kennlinie stark an. Durch diesen steilen Anstieg und die schnellen Schaltzeiten von wenigen Nanosekunden eignet sich der Varistor sehr gut als Schutzelement vor transienten Überspannungen.

Es gibt verschiedene Varianten, dieses Bauteil im Matrixumrichter einzusetzen. Dabei kann jeder IGBT, jedes Zweirichtungsventil oder die Ein- und Ausgangsklemmen durch einen Varistor beschaltet sein.

In Abb. 3.19 sind die Möglichkeiten der Schutzbeschaltung dargestellt, wenn jeder Leistungstransistor direkt mit dem Varistor verbunden ist.

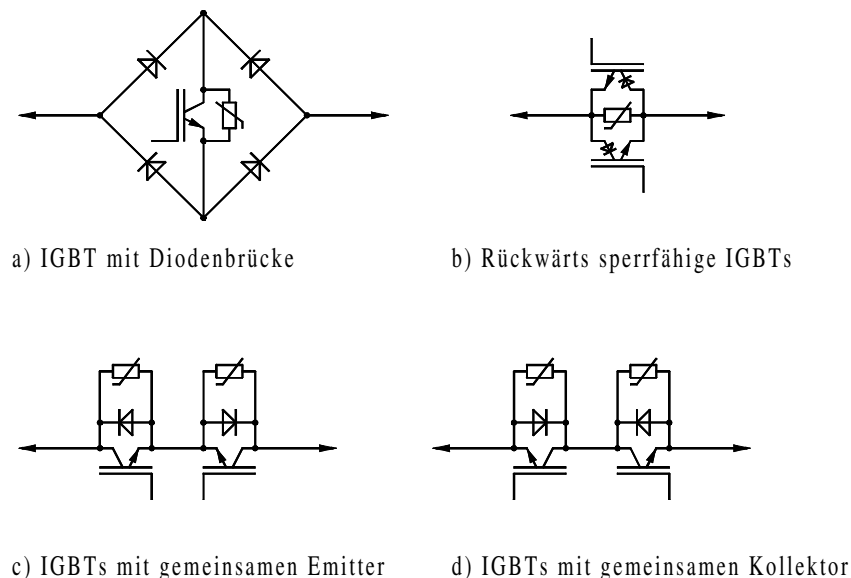


Abb. 3.19 Direkte Varistor-Schutzbeschaltung jedes IGBTs

Ein Matrixumrichter für Drehstromsysteme benötigt in der Variante a) 9 Varistoren, da die Schaltermatrix aus nur 9 IGBTs mit Diodenbrücke besteht. Die gleiche Anzahl ergibt sich mit der Konfiguration b), da von den 18 RBIGBTs jeweils zwei parallel geschaltet sind. Werden die bidirektionalen Schalter aus zwei IGBTs mit gemeinsamen Emitter oder Kollektor entsprechend c) oder d) gebildet, sind insgesamt 18 Varistoren notwendig.

Soll bei kollektor- oder emitterseitig verbundenen IGBTs Schutzbeschaltung eingespart werden, ist jeweils ein Varistor für das gesamte Zweirichtungsventil vorzusehen.

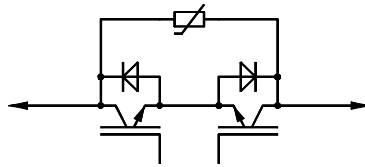


Abb. 3.20 Varistor-Schutzbeschaltung des bidirektionalen Schalters

Damit befindet sich zwischen jedem Eingangs- und Ausgangsleiter ein Varistor, so dass insgesamt 9 Stück benötigt werden. Die Schaltungsvariante mit Gleichrichterbrücke (Abschnitt 3.3.1) liegt ebenfalls an den o. g. Klemmen, so dass sich beide Schutzmaßnahmen gut kombinieren lassen (Abb. 3.21). Hier wird die magnetische Energie der Last im Zwischenkreiskondensator gespeichert, darüber hinaus gehende Spannungsspitzen werden im Varistor absorbiert.

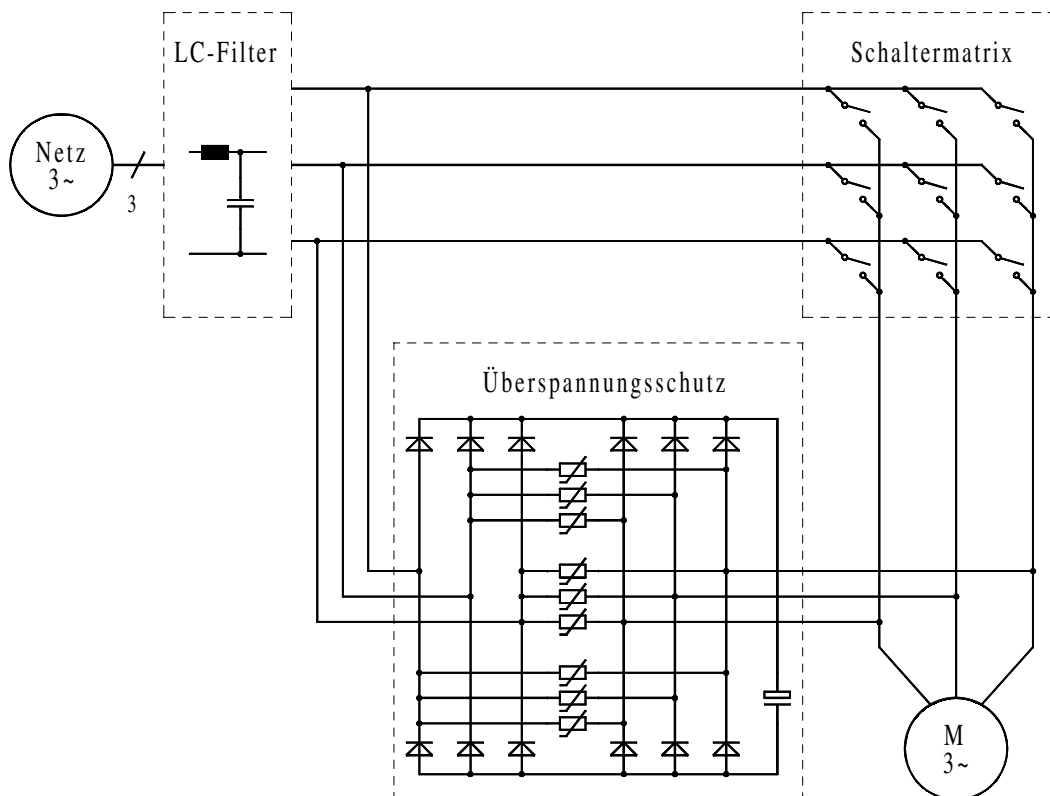


Abb. 3.21 Schutzbeschaltung mit Gleichrichterbrücke und Varistoren

Die dritte Schutzmöglichkeit ist die in [47] vorgestellte eingangs- und ausgangsseitige Varistorbeschaltung der Matrix. Diese Variante kommt mit 6 Varistoren aus.

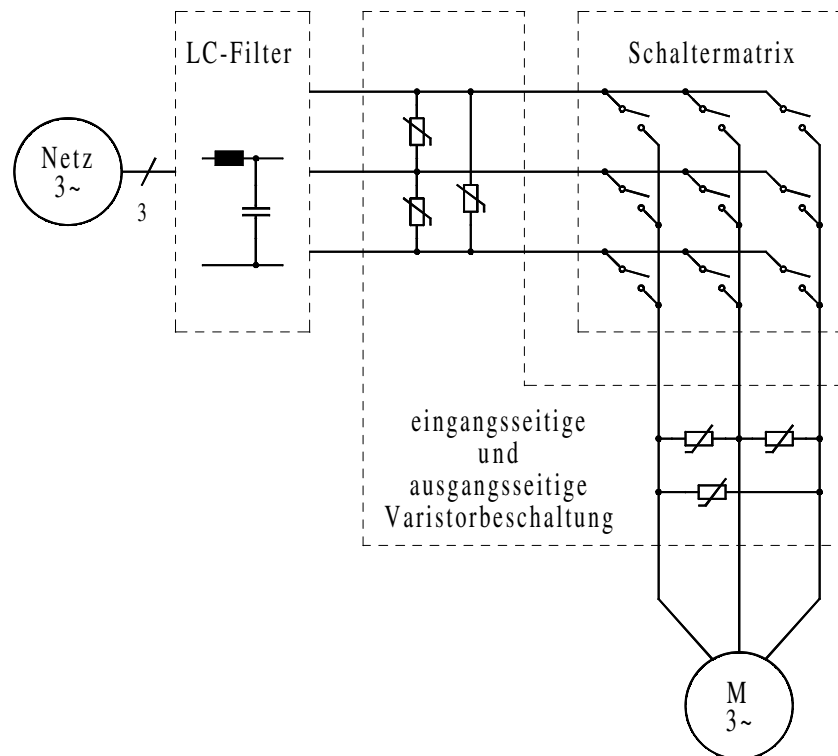


Abb. 3.22 Varistorbeschaltung des Ein- und Ausgangs

3.3.3 Überstromschutz

Für einen sicheren und zuverlässigen Betrieb des Matrixumrichters ist der Überstromschutz genauso wichtig, wie der Schutz vor zu hoher Spannung. Auch hier kann zwischen software- und hardware-technischer Realisierung unterschieden werden.

Während bei der erstgenannten Lösung die Recheneinheit eine aktive Rolle spielt, zielen die passiven Maßnahmen darauf ab, auch bei Ausfall der Steuereinheit Überstrom sofort abzuschalten und damit eine Beschädigung der Leistungsbauteile zu verhindern. Dazu muss der gefährliche Betriebszustand unabhängig von gegebenenfalls vorhandenen Messeinrichtungen zur Regelung des Eingangs- bzw. Ausgangsstromes erkannt und der Umrichter stillgesetzt werden.

Die eingangsseitige Stromüberwachung ist beim Matrixconverter von großem Interesse, da auf Grund der Besonderheiten des Umrichters bei fehlerhafter Schaltreihenfolge die Eingangsspannung unzulässigerweise kurzgeschlossen werden kann.

Um eine unverzögerte Erfassung des Eingangsstromes zu erhalten, ist der in [48] vorgeschlagene Einsatz eines kapazitiven Stromteilers möglich.

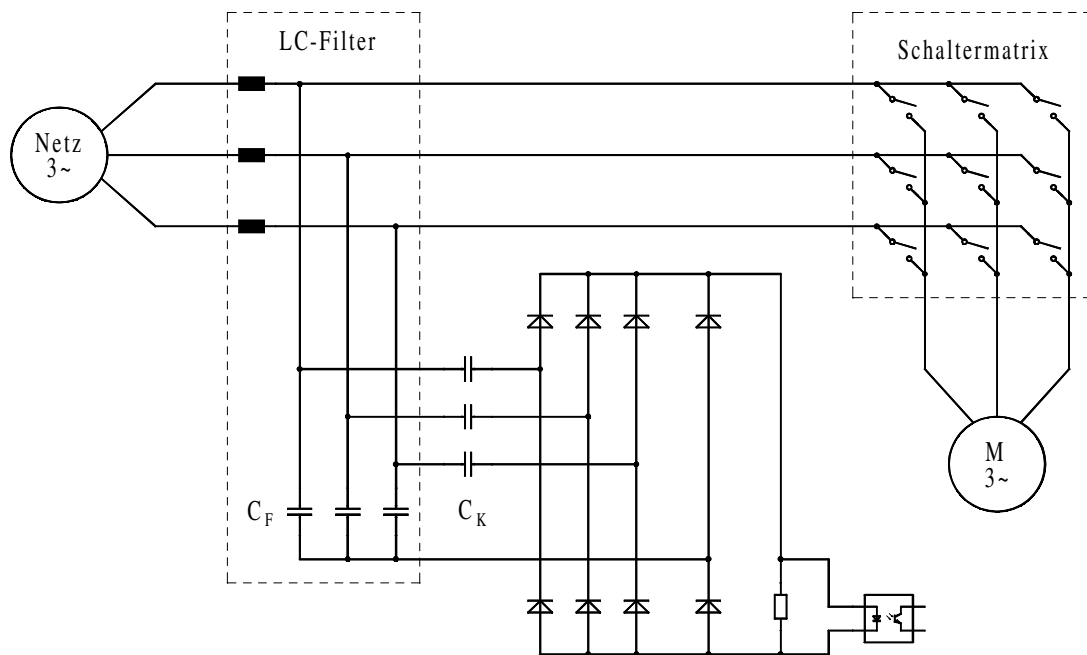


Abb. 3.23 Überstromerfassung mit kapazitiven Spannungsteiler

Bei einem Kurzschluss ändert sich die Spannung der Filterkondensatoren C_F , da der Strom infolge der induktiven Kopplung zum Netz zunächst von diesen Kondensatoren geliefert wird. Jede Spannungsänderung führt in den Koppelkondensatoren C_K zu einem proportionalen Stromabbild. Die Beträge der Ströme werden über das Diodennetzwerk addiert und über die Eingangsdiode des Optokopplers geführt. Die Ansprechschwelle wird mit dem parallelgeschalteten Widerstand auf den geforderten Grenzwert eingestellt. Damit steht am Ausgang des Optokopplers ein potentialgetrenntes Signal zur Überstromerkennung zur Verfügung, das zur Fehlererkennung und Abschaltung der IGBTs durch Verriegelung der Ansteuerimpulse und zur Fehlermeldung an die Recheneinheit genutzt werden kann. Der längere Signalweg über Optokoppler und Steuerlogik führt zu einer höheren Laufzeit, so dass Verfahren, die direkt im Treiber eingreifen, eine bessere Reaktionsgeschwindigkeit aufweisen.

Neben der kostspieligen Messung über Stromwandler besteht eine weitere Möglichkeit zur Erfassung von Überstrom in der Auswertung des Spannungsabfalls über einen Shunt im Leistungskreis. Diese Variante ist in einigen Intelligenten Power Modulen (IPM) bereits integriert.

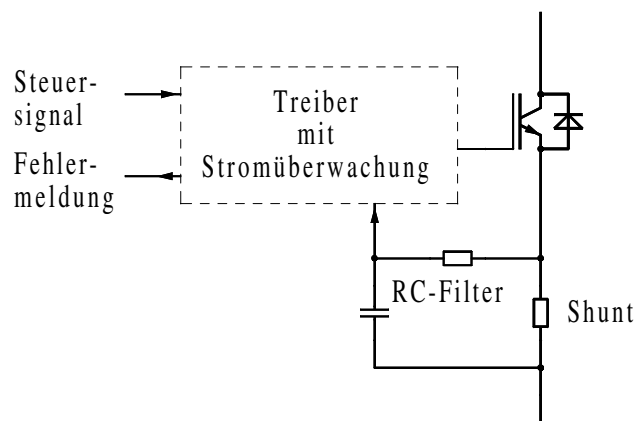


Abb. 3.24 Überstromerfassung mit Shunt

Zur Verringerung von Störeinflüssen wird die zum Transistorstrom proportionale Spannung über eine RC-Kombination gefiltert. Der Treiber wertet die Spannungshöhe aus, schaltet bei Überschreiten eines Grenzwertes den IGBT ab und generiert ein digitales Fehlersignal.

Nachteil der Variante ist neben dem zusätzlichen Bauteileaufwand der Leistungsverlust über dem Shunt. Zur Reduzierung der Verluste wird ein möglichst niederohmiger Widerstand eingesetzt. Um einen auswertbaren Spannungspegel zu erhalten, darf ein bestimmtes Minimum jedoch nicht unterschritten werden, so dass Wärmeverluste nicht vermeidbar sind.

Außerdem wirken sich die parasitären Elemente des Zusatzwiderstandes negativ auf einen niederinduktiven Aufbau aus, der zur Vermeidung von überhöhter Spannungsinduktion vor allem bei schnell schaltender Leistungselektronik anzustreben ist.

Auf Grund dieser Nachteile wird die Stromerfassung über einen Shunt vorwiegend im Low-Kost-Bereich eingesetzt.

Eine andere Möglichkeit ohne nachteilig wirkenden Widerstand, besteht in der Messung der Spannung zwischen Kollektor und Emitter am IGBT.

Da die Kollektor-Emitter-Spannung mit zunehmenden Stromfluss steigt, kann sie zur Auswertung genutzt werden. Sie wird bei eingeschaltetem Leistungstransistor am Komparator mit einem Referenzwert verglichen. Die Höhe der Referenz lässt sich durch R_{Ref} dem jeweiligen IGBT anpassen. Bei der Bemessung muss der zusätzliche Spannungsabfall über der Schutzdiode und dem Widerstand des RC-Filters beachtet werden, der durch die integrierte Stromquelle konstant gehalten wird. Die RC-Kombination ist zur Vermeidung von Störimpulsen notwendig.

Die Diode D trennt bei ausgeschaltetem Transistor die Treiberschaltung von der Leistungsseite und verhindert, dass die hohe positive Spannung am Kollektor die Ansteuereinheit zerstört.

Der Treiber sperrt über den Transistor T die Fehlerauswertung bis der IGBT nach der Einschaltverzögerung vollständig durchgeschaltet hat.

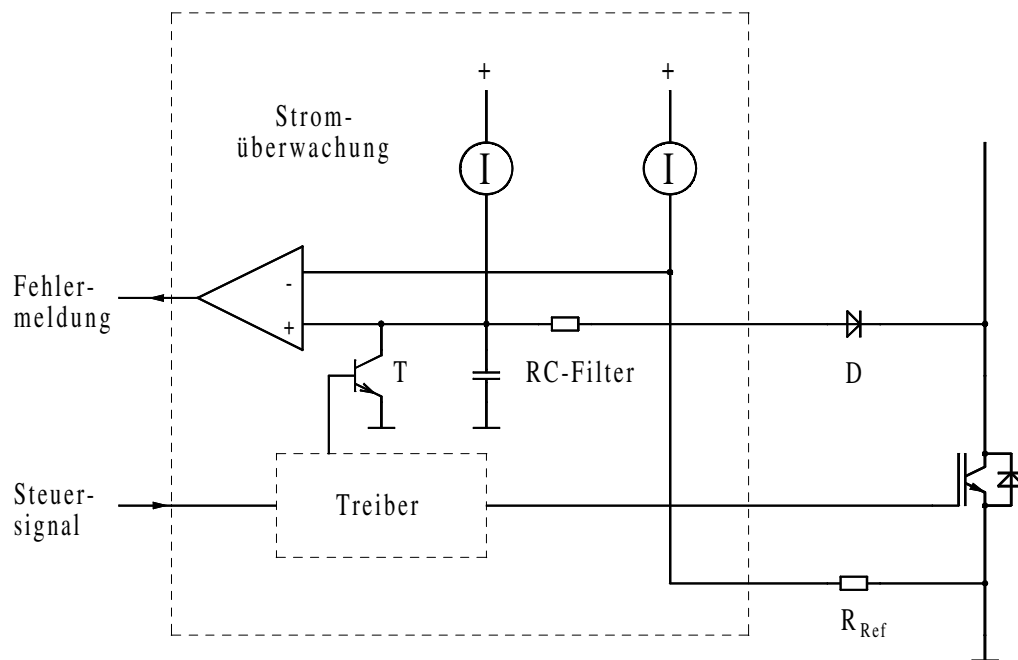


Abb. 3.25 Überstromerfassung durch Messen der Durchlass-Spannung

In derartigen Schaltkreisen sind meist noch weitere Überwachungs- und Schutzfunktionen integriert, so dass sie vorrangig in höherwertigen Geräten zum Einsatz kommen.

3.4 Filter des Matrixumrichters

Die Schaltermatrix des Umrichters ist über das Eingangsfilter mit dem Drehstromnetz verbunden. Dieses Filter ist für den Betrieb des Converters unbedingt erforderlich. Es verhindert die Beschädigung der Bauelemente durch induzierte Überspannung, die auf Grund der Netzinduktivität bei schnellen Schaltvorgängen entstehen würde. Damit die Kommutierung möglichst schnell abläuft, müssen direkt am Umrichtereingang Kondensatoren zur Spannungsstabilisierung eingesetzt werden. Die Kondensatoren nehmen den Wechselanteil der pulsierenden Ströme auf und Verringern die Belastung des Netzes durch Oberschwingungen.

Auf der Lastseite kann gegebenenfalls ein weiteres Filter vorgesehen werden. Es ist für die Funktion des Matrixumrichters nicht erforderlich, verringert aber die Belastung des angeschlossenen Verbrauchers durch die pulsierende Ausgangsspannung.

3.4.1 Netzfilter

Am Eingang des Matrixumrichters wird eine einfache LC-Kombination eingesetzt. Das Einstufenfilter ist für diese Aufgabe völlig ausreichend, mehrstufige LC-Kreise bringen keine wesentliche Verbesserung der Eigenschaften des Umrichters und sind aus ökonomischer Sicht nicht sinnvoll.

Der Einsatz eines vorgeschalteten EMV-Filters zur Bedämpfung sehr hoher Frequenzen ist davon unberührt und kann zur Erhöhung der Elektromagnetischen Verträglichkeit beitragen und zur Erfüllung der geltenden Normen notwendig sein. Es ist für die Funktion des Umrichters nicht erforderlich und wird deshalb nicht weiter untersucht.

Für die Auslegung des Netzfilters sind in [47] Berechnungsgrundlagen bei Anwendung einer bestimmten Modulationsart dargestellt. Der Ansatz kann verallgemeinert werden und liefert einen Algorithmus zur überschlägigen Bestimmung der Parameter des Filters.

Vereinfachend werden die eingesetzten Bauteile als ideale Bauelemente angenommen und der Einfluss der parasitären Anteile vernachlässigt. Der Leitungswiderstand des Netzes ist nicht berücksichtigt, die Induktivität des Filters sollte zur Sicherung der Standortunabhängigkeit groß gegenüber der Netzinduktivität bemessen sein.

Wird der Matrixumrichter speziell für ein Antriebssystem an einem konkreten Netz ausgelegt oder ist dessen Induktivität im Vergleich zum Filter relativ groß, darf sie nicht vernachlässigt werden und ist bei der Auslegung des Filters in die Rechnung einzubeziehen.

Die Kondensatoren können, falls der Sternpunkt des Filters nicht für weitere Aufgaben benötigt wird (z. B. Überstromerkennung nach Abb. 3.23), auch in Dreieck geschaltet sein. Die erforderlichen Spannungs- und Kapazitätswerte sind entsprechend Abb. 3.26 umzurechnen.

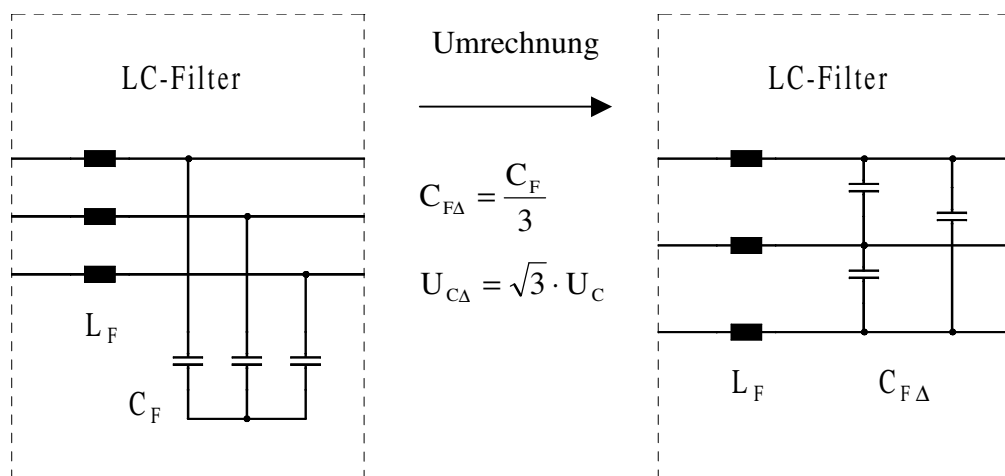


Abb. 3.26 Netzfilter bei Stern- und Dreieckschaltung

Für die Berechnung des Filters wird von einer passiven Last ausgegangen. Sowohl der ohmsch-induktive Verbraucher als auch die Netzseite sind symmetrisch, so dass die Reduktion auf ein einphasiges Ersatzschaltbild zulässig ist.

Damit kann aus der Nennleistung des Umrichters der Netzstrom berechnet werden. Der Wirkanteil beträgt:

$$\operatorname{Re}\{\underline{i}_N\} = \frac{P_{\text{Nenn}}}{3 \cdot U_N} \quad (3.11)$$

Der Blindstrom berechnet sich mit:

$$\operatorname{Im}\{\underline{i}_N\} = \operatorname{Re}\{\underline{i}_N\} \cdot \tan \varphi_N \quad (3.12)$$

Unter Anwendung der komplexen Rechnung ergibt sich für die Eingangsspannung an der Schaltermatrix:

$$\underline{u}_E = \underline{u}_N - j \cdot \omega_N \cdot L_F \cdot \underline{i}_N \quad (3.13)$$

Weiterhin lässt sich der Kondensatorstrom

$$\underline{i}_C = j \cdot \omega_N \cdot C_F \cdot \underline{u}_E \quad (3.14)$$

und der Eingangsstrom der Matrix

$$\underline{i}_E = \underline{i}_N - \underline{i}_C \quad (3.15)$$

bestimmen. Die genannten Größen sind in Abb. 3.27 dargestellt.

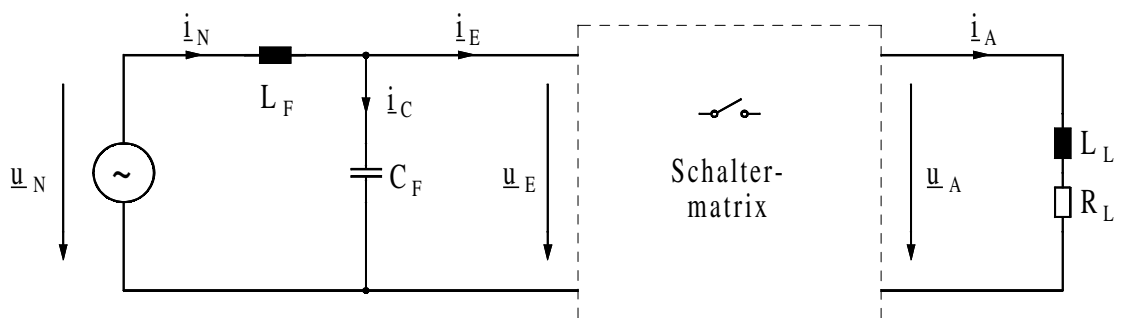


Abb. 3.27 Einphasiges Ersatzschaltbild mit Eingangsfiler

Es wird vorausgesetzt, dass bei Vollaussteuerung und damit maximaler Spannungsübersetzung des Matrixumrichters der Rippelstrom über den Filterkondensatoren am größten ist. Bei gleichzeitiger Forderung nach sinusförmigen Netz- und Ausgangsströmen beträgt die maximale Spannungsausbeute:

$$U_A = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_N \quad (3.16)$$

Unter Vernachlässigung aller Verluste ist die vom Netz gelieferte und die von der Last aufgenommene Wirkleistung gleich groß.

Die Leistung wird allgemein berechnet mit:

$$P = 3 \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi = \frac{3}{2} \cdot \hat{u} \cdot \hat{i} \cdot \cos \varphi \quad (3.17)$$

Damit ergibt sich unter Zuhilfenahme von

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} \cdot \hat{u} \cdot \operatorname{Re}\{\hat{i}\} & \operatorname{Re}\{\hat{i}\} &= \hat{i} \cdot \cos \varphi \\ P &= \frac{3}{2} \cdot \hat{u} \cdot \operatorname{Im}\{\hat{i}\} \cdot \frac{\cos \varphi}{\sin \varphi} & \operatorname{Im}\{\hat{i}\} &= \hat{i} \cdot \sin \varphi \end{aligned} \quad (3.18)$$

für die maximale Stromamplitude

$$\hat{i} = \sqrt{(\operatorname{Re}\{\hat{i}\})^2 + (\operatorname{Im}\{\hat{i}\})^2} = \sqrt{\left(\frac{2 \cdot P}{3 \cdot \hat{u}}\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot P}{3 \cdot \hat{u}} \cdot \tan \varphi\right)^2} \quad (3.19)$$

am Ausgang des Matrixumrichters:

$$\hat{i}_A = \frac{2 \cdot P_{\text{Nenn}}}{3 \cdot \hat{u}_A} \cdot \sqrt{1 + \tan^2 \varphi_A} \quad (3.20)$$

Wird bei ohmsch-induktiver Last für den Verschiebungsfaktor $\cos \varphi_A$ ein Bereich von 0,8..1 angenommen, erhält man für den Ausdruck $\sqrt{1 + \tan^2 \varphi_A}$ Werte von 1..1,25. Für die überschlägige Auslegung des Filters kann der Faktor vernachlässigt werden.

Zur weiteren Vereinfachung wird angenommen, dass das Netzfilter auf die Grundschwingung keinen Einfluss hat und damit der gesamte Oberschwingungsstrom durch den Kondensator fließt. Wird durch ein geeignetes Steuerverfahren dem Drehstromnetz nur Wirkleistung entnommen, folgt mit Gleichung 3.16 für die maximale Amplitude des Ausgangsstromes:

$$\hat{i}_A = \frac{4 \cdot P_{\text{Nenn}}}{3\sqrt{3} \cdot \hat{u}_N} \quad (3.21)$$

Die Form des Eingangsstroms der Schaltermatrix ist vom jeweiligen Steuerverfahren abhängig. Er kann zur Abschätzung des ungünstigsten Falles vereinfacht durch Rechteckblöcke zwischen 0 und \hat{i}_A angenähert werden.

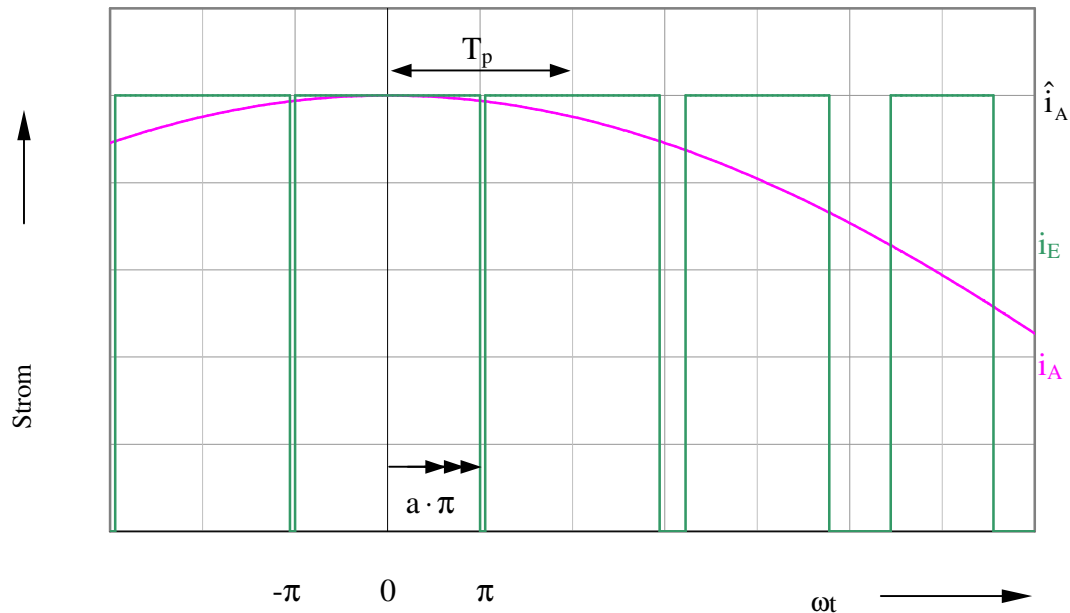


Abb. 3.28 Eingangs- und Ausgangsstrom an der Schaltermatrix

Über eine Fourier-Zerlegung erhält man je nach Aussteuergrad a (0..1) für die ersten Glieder der Reihe:

$$i_E = \frac{a_0}{2} + a_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) + a_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + \dots \quad (3.22)$$

$$i_E = a \cdot \hat{i}_A + \frac{2 \cdot \hat{i}_A}{\pi} \frac{\sin(a \cdot \pi)}{1} \cdot \cos(\omega_p \cdot t) + \frac{2 \cdot \hat{i}_A}{\pi} \frac{\sin(2 \cdot a \cdot \pi)}{2} \cdot \cos(2 \cdot \omega_p \cdot t) + \dots$$

Der Gleichanteil $\frac{a_0}{2}$ entspricht dem kurzzeitigen Mittelwert der Grundschwingung, der sich im Vergleich zur wesentlich höheren Pulsfrequenz nur langsam ändert. Dieser Anteil wird durch das Filter nicht beeinflusst, der Strom fließt nicht über den Kondensator. Zur Beurteilung der Strombelastung am Kondensator wird nur der größte Anteil (a_1) bei kleinster Frequenz (f_p) betrachtet.

Bei Vollaussteuerung (a von 0..1) ergibt sich für die maximale Amplitude bei $a = 0,5$ des mit Pulsfrequenz wechselnden Kondensatorstromes:

$$\hat{i}_{Cp} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{i}_A \quad (3.23)$$

Damit lässt sich der Teilkirrfaktor dieser Oberschwingung (Pulsfrequenz) bezogen auf die Netzamplitude der Spannung berechnen:

$$k_{Up} = \frac{\hat{u}_{Cp}}{\hat{u}_N} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot C_F} \cdot \frac{\hat{i}_{Cp}}{\hat{u}_N} \quad (3.24)$$

Jetzt kann unter Verwendung der Gleichungen 3.21 und 3.24 bei bekannter Nennleistung des Umrichters P_{Nenn} , festgelegter Pulsfrequenz f_p und gewählter relativer Spannungsabweichung am Matrixeingang k_{Up} die erforderliche Kapazität ermittelt werden:

$$C_F = \frac{4}{3\sqrt{3} \cdot \pi^2} \cdot \frac{P_{Nenn}}{\hat{u}_N^2 \cdot f_p \cdot k_{Up}} \quad (3.25)$$

Der Teilkirrfaktor des Netzstromes (Pulsfrequenz bezogen auf die Grundschwingung) ergibt sich aus:

$$k_{Ip} = \frac{\hat{i}_{Np}}{\hat{i}_N} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot L_F} \cdot \frac{\hat{u}_{Cp}}{\hat{i}_N} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot L_F} \cdot \frac{\hat{u}_N}{\hat{i}_N} \cdot k_{Up} \quad (3.26)$$

Zusammen mit Gleichung 3.25 erhält man:

$$L_F = \frac{2}{3\sqrt{3} \cdot \pi^3} \cdot \frac{P_{Nenn}}{\hat{u}_N \cdot \hat{i}_N \cdot C_F \cdot f_p^2 \cdot k_{Ip}} \quad (3.27)$$

Die Gleichung 3.21 gilt auch für die Eingangsseite, so dass sich bei der vorausgesetzten Blindstromfreiheit für die Amplitude des Netzstromes ergibt:

$$\hat{i}_N = \frac{2 \cdot P_{Nenn}}{3 \cdot \hat{u}_N} \quad (3.28)$$

Damit kann die entsprechende Induktivität bei einer gewählten relativen Stromüberschwingung am Filtereingang k_{Ip} berechnet werden:

$$L_F = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot \pi^3} \cdot \frac{1}{C_F \cdot f_p^2 \cdot k_{Ip}} \quad (3.29)$$

Bei der Auslegung ist zu beachten, dass durch den Kondensator auch ohne Betrieb des Matrixumrichters ein kapazitiver Filterstrom

$$\hat{i}_C = \omega_N \cdot C_F \cdot \hat{u}_N \quad (3.30)$$

fließt. Um diesen Strom zu minimieren, muss die Kapazität möglichst klein gehalten werden. Hier ist ein Kompromiss mit der gewählten Spannungsüberschwingung, die nach Gleichung 3.25 dann steigt, zu suchen.

Weiterhin muss die Resonanzfrequenz des Filters

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_F \cdot L_F}} \quad (3.31)$$

beachtet werden. Um unerwünschte Schwingungen zu vermeiden, darf sie nicht in der Nähe der Pulsfrequenz oder im Bereich der Grund- und Netzüberschwingungen liegen. Damit ergeben sich folgende Bedingungen, die durch geeignete Wahl der Parameter aufeinander abzustimmen sind:

$$f_N < f_{Ober} \ll f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_F \cdot L_F}} \ll f_p$$

$$\hat{i}_C = 2 \cdot \pi \cdot f_N \cdot C_F \cdot \hat{u}_N \rightarrow \text{Min} \quad \Leftrightarrow \quad C_F \rightarrow \text{Min}$$

$$C_F \sim \frac{1}{k_{Up}}$$

$$C_F = \frac{4}{3\sqrt{3} \cdot \pi^2} \cdot \frac{P_{Nenn}}{\hat{u}_N^2 \cdot f_p \cdot k_{Up}}$$

$$L_F \sim \frac{1}{k_{Ip}}$$

$$L_F = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot \pi^3} \cdot \frac{1}{C_F \cdot f_p^2 \cdot k_{Ip}} \quad (3.32)$$

3.4.2 Ausgangsfilter

Die modulierten Spannungspulse am Ausgang des Matrixumrichters führen in einer ohmsch-induktiven Maschine zu einem annähernd sinusförmigen Stromverlauf. Da sich das Drehmoment dazu proportional verhält, ist aus antriebstechnischer Sicht kein Filter auf der Motorseite nötig.

Der Matrixconverter erzeugt wie jeder Umrichter Spannungsimpulse, die sich negativ auf das Antriebssystem und seine Umgebung auswirkt. Hier sind vor allem folgende Nachteile zu nennen:

- Die Isolation der Kupferlackdrähte wird durch die Spannungspulsung stärker belastet, so dass Alterungserscheinungen auftreten und es zu Frühausfällen kommen kann.
- Durch die schnellen Schaltvorgänge werden im Motorgehäuse Spannungen induziert, die teilweise Ströme über die Lager der Maschine antreiben. Aber auch durch kapazitive Einkopplung von Oberwellen entstehen Lagerströme, die infolge der kleinen Berührungsfläche der Kugeln mit den Lagerschalen zu hohen Stromdichten und damit zur Erwärmung und erhöhtem Verschleiß führen.
- Die getaktete Spannung erzeugt über das Motorkabel hochfrequente elektromagnetische Wellen, die in die Umgebung abgestrahlt werden und andere Geräte beeinflussen.
- Die höherfrequenten Anteile führen sowohl in der Zuleitung als auch in der Maschine zu Verlusten, so dass neben einem geringeren Wirkungsgrad eine zusätzliche Motorerwärmung in Kauf genommen werden muss.
- Die durch den oberwellenhaltigen Strom hervorgerufenen Magnetwechselfelder verursachen mechanische Kräfte, die neben der Geräuschentwicklung die Maschine durch Vibrationen belasten. Die Laufruhe verschlechtert sich, bei auftretenden Resonanzen können Anlagenteile beschädigt werden.

Um diesen Schwachpunkten entgegenzuwirken, wurden durch verbesserte Isolationseigenschaften Motoren entwickelt, die sowohl für Netz- als auch Umrichterbetrieb geeignet sind. Die Abstrahlung elektromagnetischer Wellen lässt sich durch kurze oder abgeschirmte Leitungen reduzieren.

Eine andere Möglichkeit, die Nachteile beim Umrichterbetrieb zu vermeiden, bietet der Einsatz eines ausgangsseitigen Sinusfilters. Durch das Filter wird aus den pulsformigen Spannungsböcken eine überschwingungsarme Sinusgröße erzeugt und der Oberwellengehalt des Stromes reduziert.

Damit ist u. a. die Versorgung über ein langes, ungeschirmtes Motorkabel möglich. Außerdem werden die Erwärmung der Maschine und der Geräuschpegel verringert. Da die Belastung der Isolation ebenfalls abnimmt, wird die Lebensdauer der Maschine erhöht.

Diesen Vorteilen steht ein erhöhter Bauteileaufwand, zusätzlicher Platzbedarf und größeres Gewicht, vor allem aber höhere Kosten gegenüber. Deshalb wird oft auf einen Sinusfilter verzichtet.

Wie beim Eingangsfilter kann auf eine einphasige Ersatzschaltung zurückgegriffen werden.

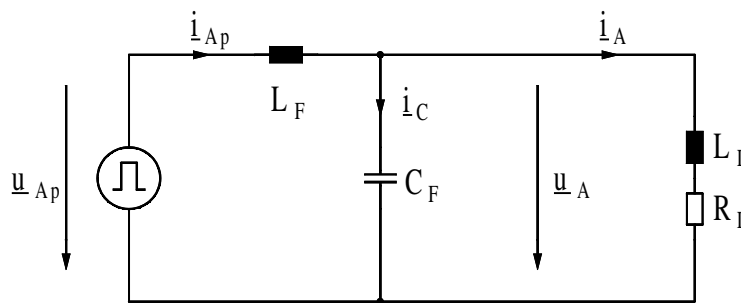


Abb. 3.29 Einphasiges Ersatzschaltbild mit Ausgangsfilter

Die grundlegende Struktur entspricht der Eingangsseite jedoch ohne Schaltermatrix. An Stelle der Sinusspannung ist eine pulsierende Quelle geschaltet.

Damit gelten sinngemäß die für das Netzfilter getroffenen Festlegungen. Insbesondere ist auf die Resonanzfrequenz zu achten. Da für die Teilkirrfaktoren von Spannung und Strom

$$k_{Up} \cdot k_{Ip} \sim \frac{1}{C_F \cdot L_F} \quad (3.33)$$

gilt, muss für eine gute Filterwirkung das Produkt aus Kapazität und Induktivität möglichst groß gewählt werden.

Auf der anderen Seite verhalten sich die Reaktanzen umgekehrt proportional zur Resonanzfrequenz, so dass die Resonanzstelle weit unterhalb der Pulsfrequenz und zur Vermeidung unerwünschter Schwingungen mit ausreichendem Abstand zur Grundschwingung am Ausgang zu legen ist:

$$f_L \ll f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_F \cdot L_F}} \ll f_p \quad (3.34)$$

Als letzter Schritt muss ein geeignetes Verhältnis zwischen C_F und L_F ermittelt werden. In [71] werden zur Optimierung und Auslegung wesentliche Kriterien aufgeführt. So müssen neben elektrischen Parametern auch Kosten, Gewicht, Volumen, Verfügbarkeit usw. abgeschätzt werden.

Wie aus Gleichung 3.33 und 3.34 ersichtlich ist, führt eine niedrige Resonanzfrequenz zu einer hohen Filterwirkung und damit zu einem kleinen Klirrfaktor. Damit erhöhen sich aber auch Bauteilkosten, Platzbedarf und Gewicht der Anlage.

Wird die Kapazität des Kondensators vergrößert, muss bei gleichbleibender Resonanzfrequenz die Induktivität verringert werden. Die Kapazitätserhöhung verbessert die Glättung der pulsierenden Stromanteile, die sich jedoch infolge der Reduzierung der Induktivität verstärkt haben. Umgekehrt führt ein klein bemessener Kondensator zu einer schlechteren Siebung, gleichzeitig ist der zu filternde Oberwellenanteil aber durch die größere Induktivität geringer.

Um den möglichen Wertebereich einzugrenzen wird, wie beim Eingangsfilter, zunächst angenommen, dass sämtliche Oberschwingungen durch die Serienschaltung von Spule und Kondensator fließen. Der Widerstand des Kondensators ist bei hohen Frequenzen sehr gering und kann vereinfachend unberücksichtigt bleiben.

Mit der Fourierreihenzerlegung analog zur Gleichung 3.22 erhält man für die erste Harmonische der Pulsfrequenz aus der Spannungsamplitude der Grundschwingung \hat{u}_A den Spitzenwert der Spulenspannung:

$$\hat{u}_{Lp} = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{u}_A \quad (3.35)$$

Damit lässt sich der höherfrequente Strom, der durch den Kondensator und durch die Spule fließt, berechnen.

Die maximale Stromamplitude beträgt:

$$\hat{i}_{Cp} = \hat{i}_{Lp} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot L_F} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \hat{u}_A \quad (3.36)$$

Die Nennleistung, die unter Vernachlässigung aller Verluste an der Last abgegeben wird, erzeugt einen Stromspitzenwert von:

$$\hat{i}_A = \frac{P_{Nenn}}{3 \cdot \hat{u}_A \cdot \cos \varphi_A} \quad (3.37)$$

Der pulsierende Kondensatorstrom sollte 10 % des sinusförmigen Ausgangsstromes nicht übersteigen.

$$\frac{\hat{i}_{Cp}}{\hat{i}_A} < 0,1 \quad (3.38)$$

Die Zusammenfassung der Gleichungen 3.36 bis 3.38 und Vernachlässigung des Verschiebungswinkels ergibt:

$$\frac{6}{\pi^2} \cdot \frac{U_A^2}{P_{Nenn} \cdot f_p \cdot L_F} < 0,1 \quad (3.39)$$

Damit lässt sich die minimale Spuleninduktivität mit vorgegebener Pulsfrequenz f_p und Nennstrangspannung am Ausgang U_A bei Nennleistung P_{Nenn} bestimmen:

$$L_{F,min} > 6 \cdot \frac{U_A^2}{P_{Nenn} \cdot f_p} \quad (3.40)$$

Mit zunehmender Reaktanz der Spule steigt auch der Spannungsabfall der Grundschwingung bei Nennausgangsfrequenz. Über diesen Zusammenhang kann das zulässige Maximum der Spuleninduktivität errechnet werden. Dabei soll die Spannung über der Spule so bemessen sein, dass bei Abgabe der gleichen Leistung die Ausgangsspannung um maximal 5 % höher liegt.

Zur vereinfachenden Abschätzung wird angenommen, dass der Widerstand des Kondensators für die Grundschwingung unendlich groß ist.

Somit fließt der gesamte Sinusanteil des Stromes durch die Spule und die Last.

$$I_A = \frac{P_{\text{Nenn}}}{3 \cdot U_A \cdot \cos \varphi_A} \quad (3.41)$$

Der durch diesen Strom hervorgerufene Spannungsabfall an der Filterspule beträgt:

$$U_F = 2 \cdot \pi \cdot f_A \cdot I_A \cdot L_F \quad (3.42)$$

Da der Umrichter bei unterschiedlich induktiven Lastverhältnissen arbeiten muss, wird zur Erzielung des gleichen Klirrfaktors der ungünstigste Fall mit rein ohmscher Belastung angenommen, weil dann keine zusätzliche Stromglättung durch die Last erfolgt.

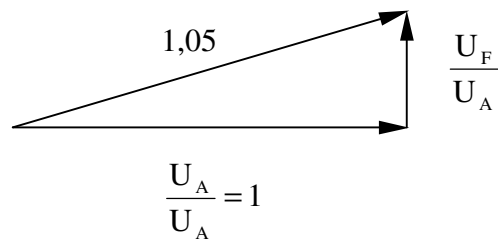
Der Ausgangsstrom beträgt

$$I_A = \frac{P_{\text{Nenn}}}{3 \cdot U_A} \quad \text{bei } \cos \varphi_A = 1 \quad (3.43)$$

so dass sich für das Verhältnis zwischen Spulen- und Ausgangsspannung ergibt:

$$\frac{U_F}{U_A} = 2 \cdot \pi \cdot f_A \cdot L_F \cdot \frac{P_{\text{Nenn}}}{3 \cdot U_A^2} \quad (3.44)$$

Bei ohmscher Last stehen die jeweiligen Größen senkrecht aufeinander.



$$\sqrt{1,05^2 - 1} > 2 \cdot \pi \cdot f_A \cdot L_F \cdot \frac{P_{\text{Nenn}}}{3 \cdot U_A^2} \quad (3.45)$$

Somit erhält man für die maximale Induktivität:

$$L_{F,\max} < 0,15 \cdot \frac{U_A^2}{P_{\text{Nenn}} \cdot f_A} \quad (3.46)$$

Im Gegensatz zu Gleichung 3.40 ist nicht die Puls-, sondern die Nennausgangsfrequenz des Umrichters einzusetzen.

Zusammenfassend ergibt sich aus Gleichung 3.34, 3.40 und 3.46:

$$6 \cdot \frac{U_A^2}{P_{\text{Nenn}} \cdot f_p} < L_F < 0,15 \cdot \frac{U_A^2}{P_{\text{Nenn}} \cdot f_A}$$

$$C_F = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\text{res}}^2 \cdot L_F} \quad (3.47)$$

Nachdem eine geeignete Resonanzfrequenz f_{res} (die zwischen Puls- und Ausgangsfrequenz f_p und f_A zu legen ist) gewählt wurde, ist mit der Ausgangsstromspannung U_A und der Leistung P_{Nenn} im Nennpunkt des Umrichters eine LC-Kombination zu bestimmen und gegebenenfalls nach weiteren Kriterien (Kosten, Gewicht usw.) zu optimieren.

Dabei kann die Resonanzfrequenz (unter Beachtung eines ausreichenden Abstandes zu f_p und f_A) für eine bessere Filterwirkung verkleinert bzw. bei gutem Klirrfaktor zur Kosteneinsparung vergrößert werden.

4 Kommutierung beim Matrixumrichter

Der Kommutierungsablauf ist im Matrixconverter wesentlich komplexer als beim Zwischenkreisumrichter, da auf Grund des Aufbaus der Schaltermatrix keine passiven Freilaufzweige existieren, die beim Stromübergang auf einen anderen Leiter zwischenzeitlich den Stromfluss übernehmen können. Damit keine Bauelemente infolge induzierter Überspannung durch Stromabriss zerstört werden, muss dem Strom zu jedem Zeitpunkt durch aktives Handeln ein nutzbarer Pfad während des Schaltens zur Verfügung stehen.

Da sich der Momentanwert der Eingangsspannung periodisch mit Netzfrequenz ändert, wechselt die am Schalteringang liegende Kommutierungsspannung regelmäßig das Vorzeichen. Dadurch wird die Kommutierungssteuerung zusätzlich erschwert.

Bei der Untersuchung ist es durch den symmetrischen Aufbau der Matrix ausreichend, nur eine Phase der Ausgangsseite zu betrachten.

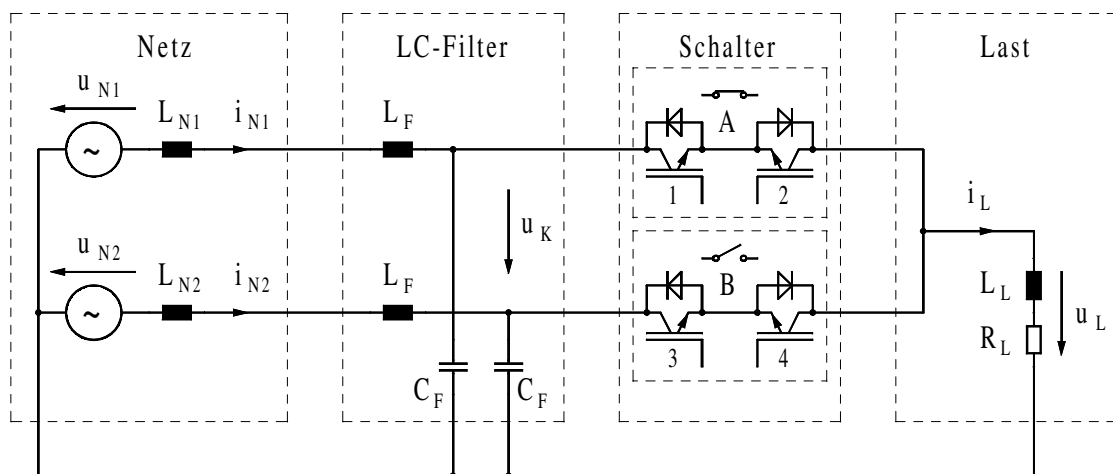


Abb. 4.1 Einphasige Ersatzschaltung des Matrixumrichters

In Abb. 4.1 ist das Schaltungsprinzip dargestellt. Die ohmsch-induktive Last ist durch zwei bidirektionale Schalter mit dem Eingangsfilter verbunden, das vom induktiven Netz gespeist wird.

Zunächst soll der Schalter A im ersten Zweig geschlossen und der Schalter B im unteren Pfad geöffnet sein.

4.1 Möglichkeiten der Kommutierung

Damit der Strom vom oberen auf den anderen Zweig kommutiert, gibt es prinzipiell drei Schaltmöglichkeiten:

1. Der Schalter A wird geöffnet, Schalter B wird gleichzeitig geschlossen.

Da die Parameter von jedem Bauelement innerhalb vorgegebener Grenzen streuen, kann ein Kurzschluss der Eingangsphasen nicht ausgeschlossen werden. Damit ist ein sicherer Betrieb nicht möglich.

2. Schalter B wird geschlossen bevor Schalter A öffnet.

Bei dieser Schaltreihenfolge müssen die Filterkondensatoren entfernt werden, da sie einen sehr großen, nur durch parasitäre Anteile begrenzten Strom durch die Halbleiterventile treiben würden. In dieser Konfiguration arbeitet der Matrixumrichter als Hochsetzsteller. In einem Antriebssystem, bei dem Spannung und Frequenz möglichst von Null bis zum Maximalwert regelbar sein sollen, ist dieser Fall nicht anwendbar.

3. Nachdem der Schalter A geöffnet wurde, schließt nach einer Pause Schalter B.

Der bei modernen Halbleitern sehr schnelle Abschaltvorgang führt zu einer hohen Überspannung, die durch den steilen Stromabfall in der beteiligten Induktivität induziert wird. Da kein Halbleiterventil in der Lage ist diese Spannungsspitzen aufzunehmen, müssen zum gefahrlosen Laststromwechsel während des Schaltvorgangs andere Freilaufzweige für einen unterbrechungsfreien Stromfluss sorgen.

Für eine genaue Steuerung von Eingangsstrom und Ausgangsspannung muss die Kommutierung des Stromes schnell erfolgen.

Die im Fall 3 aufgeführten Hilfsstromkreise können unterschiedlich aufgebaut sein. Sie müssen nach [31] für einen überspannungs- und überstromarmen Wechsel der Stromzweige sorgen. Dabei kann zwischen Schaltungsvarianten mit und ohne zusätzlichen Hilfskreis unterschieden werden.

4.1.1 Kommutierung mit Zusatzkreis

Eine Möglichkeit des unterbrechungsfreien Pfadwechsels bietet die Stromführung über einen zusätzlichen Zweig, der parallel zur Schaltermatrix liegt. Dieser Parallelkreis besteht aus einer eingangs- und ausgangsseitig mit der Matrix verbundenen B6-Diodenbrücke. Das speisende Netz wird im Folgenden schematisch als Spannungsquelle, die Lastseite als Stromquelle dargestellt (Abb. 4.2).

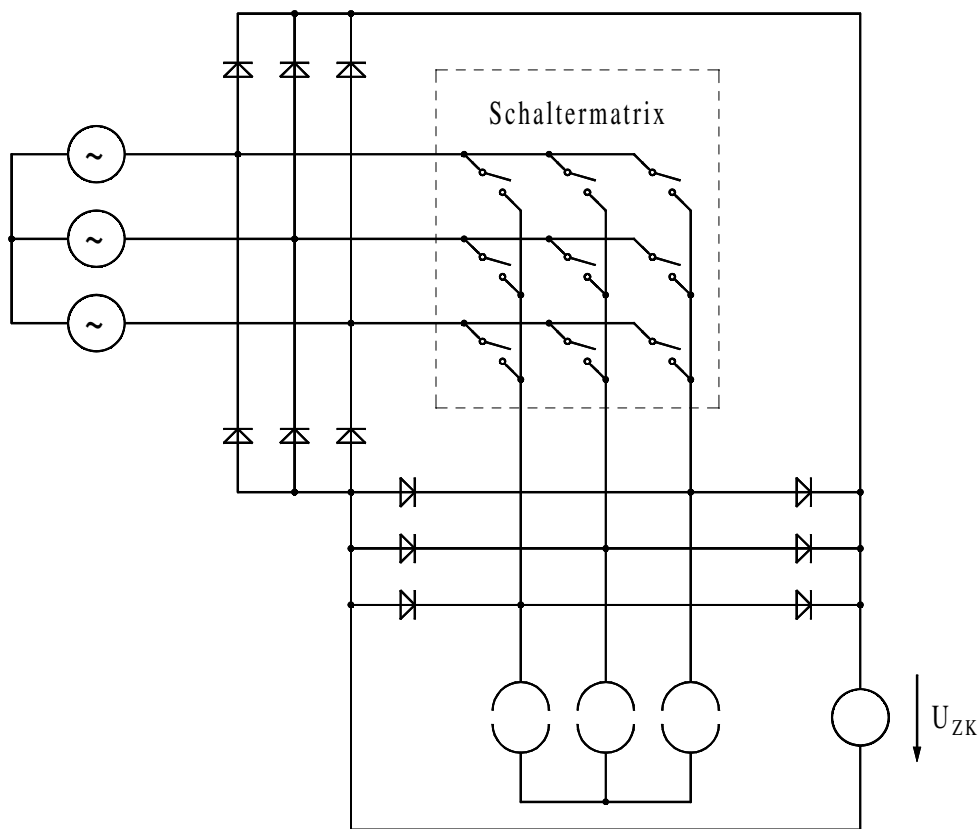


Abb. 4.2 Kommutierung über Parallelkreis

Die Schaltung entspricht dem in Kapitel 3.2.1 dargestellten Überspannungsschutz. Diese Art der Kommutierung wurde in [66] vorgeschlagen. Der Parallelkreis wird hier nicht zur Aufnahme der Induktionsspannung bei einer unbeabsichtigten fehlerhaften Schaltreihenfolge genutzt, sondern dient prinzipiell als Freilaufzweig zur Stromübernahme während des normalen Kommutierungsvorganges. Er gewährleistet, dass die Sperrspannung über den Halbleiterventilen nicht über der Gleichspannung U_{ZK} der Diodenbrücken liegt.

Diese Variante hat folgende Vorteile:

- Die Schaltreihenfolge ist unabhängig von den Augenblickswerten der Netz- und der Lastseite. Dadurch sind Schaltfehler auf Grund von ungenauen Messdaten der Eingangs- und Ausgangsgrößen ausgeschlossen.
- Die Stromrichtung braucht beim Schalten nicht beachtet werden, so dass stromrichtungsselektive Ventile nicht notwendig sind. Damit können alle in Abschnitt 3.1 beschriebenen Halbleiterkombinationen (auch die Diodenbrücke mit IGBT) als bidirektionale Schalter eingesetzt werden.
- Da die Abfolge der Schalthandlungen nicht zeitkritisch und nur die Sicherheitszeit zum völligen Ausschalten des betreffenden Halbleiterventils einzuhalten ist, wird an die Signalverarbeitung des Systems keine großen Anforderungen gestellt.

Die Kommutierung über einen Parallelkreis hat aber auch Nachteile:

- Da die Spannung der Gleichstromseite der Diodenbrücken innerhalb bestimmter Grenzen konstant gehalten werden muss, sind zusätzliche Bauelemente nötig.
- Die in den Reaktanzen des Systems gespeicherte Energie wird beim Schalten in den Zwischenkreis geleitet. Der Wirkungsgrad des Umrichters verschlechtert sich, wenn diese Energie nicht zurückgespeist, sondern über einen Chopper in Wärme umgewandelt wird. Die Rückspeisung oder anderweitige Nutzung ist nur mit weiterem Bauteilaufwand möglich.
- Während des Schaltvorgangs fließt Strom über den Parallelkreis, so dass die Höhe der Zwischenkreisspannung die Kommutierungsdauer beeinflusst. Nach [66] wird die mögliche Schalthäufigkeit nicht begrenzt, wenn ein andauernder Kommutierungsvorgang durch den Beginn eines neuen vorzeitig beendet wird. Für hohe Pulsfrequenzen ist diese Variante dennoch nicht geeignet.
- Obwohl die Schaltung in [48] als robust bezeichnet wird, können nicht mehr alle Schutzmöglichkeiten nach Kapitel 3.3 eingesetzt werden, da Überspannungsschutz mit Parallelkreis nicht mehr als Sicherheitsmaßnahme anwendbar ist.

Diese Kommutierungsart wird auf Grund der gezeigten Schwachpunkte nur selten eingesetzt.

4.1.2 Kommutierung ohne Zusatzkreis

Soll der Wechsel des Stromzweigs ohne Freilauf über zusätzliche Hilfskreise möglich sein, müssen dem Strom nutzbare Pfade innerhalb der Matrix durch aktive Schaltungen zur Verfügung gestellt werden. Dazu sind die folgenden Grundregeln unbedingt einzuhalten:

- Der Laststrom darf zu keinem Zeitpunkt durch Abschalten eines Ventils unterbrochen werden, da die induzierte Überspannung Leistungsbauteile beschädigen würde.
- Ein Kurzschluss der Eingangsspannung verursacht einen unzulässigen Überstrom und führt damit zur Zerstörung von Halbleiterventilen und anderen Bauelementen.

Diese Regeln können nur gleichzeitig eingehalten werden, wenn die Kommutierung schrittweise über Zwischenzustände erfolgt. Daraus ergeben sich zusätzliche Anforderungen:

- Der Einsatz richtungsselektiver Halbleiterschalter ist notwendig, so dass die Konfiguration Diodenbrücke mit IGBT nicht als bidirektionales Ventil genutzt werden kann.
- Für die ordnungsgemäße Kommutierung ist eine streng vorgegebene Schaltungsreihenfolge einzuhalten. Die Berechnung und die Ausgabe der Schaltmuster setzt hohe Anforderungen an die Signalverarbeitung und Prozessorleistung der Steuereinheit.
- Da die Reihenfolge der Schaltbefehle von den augenblicklichen Strom- und Spannungswerten abhängt, müssen zusätzliche Bauelemente zur Erfassung und Auswertung der Ein- und Ausgangsgrößen vorgesehen werden.
- Infolge der Abhängigkeit der Schaltmuster von analogen Messdaten können Fehler durch ungenaue Datenerfassung nicht völlig ausgeschlossen werden. Um Beschädigungen der Leistungsbauteile zu verhindern, sind geeignete Schaltungen insbesondere zum Schutz vor Überstrom und Überspannung einzusetzen, wodurch sich der Bauteilaufwand erhöht.

Diesen Nachteilen steht eine hohe erreichbare Pulsfrequenz durch schnellere Kommutierung gegenüber. Außerdem wird dem System keine Energie über einen Parallelkreis entzogen, die mit zusätzlichem Schaltungsaufwand zurück gespeist werden muss. Deshalb hat sich diese Kommutierungsart beim Matrixumrichter durchgesetzt und soll näher betrachtet werden.

4.2 Prinzipieller schrittweiser Kommutierungsablauf

Sind die bidirektionalen Ventile des Matrixconverters als richtungsselektive Schalter entsprechend Abschnitt 3.1.2 bis 3.1.5 konfiguriert, kann die Kommutierung über Zwischenschritte erfolgen.

In Abb. 4.3 sind die beteiligten Netzphasen und die Last als Spannungs- bzw. Stromquelle dargestellt. Aus Symmetriegründen ist die Untersuchung an einer einphasigen Ersatzschaltung zulässig. Die Schalter A und B enthalten je zwei IGBTs an dessen Eingang die Kommutierungsspannung u_K , am Ausgang der Laststrom i_L liegt.

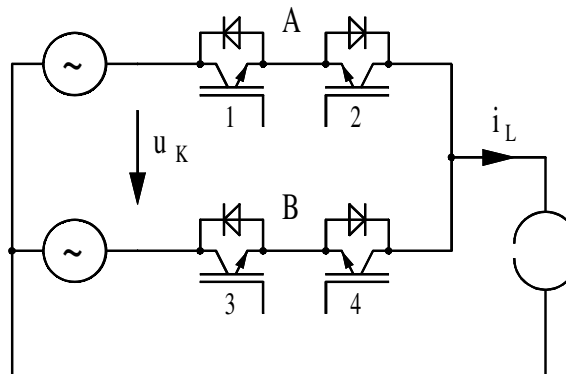


Abb. 4.3 Schematische Darstellung der Kommutierung

Die Halbleiter sind stellvertretend mit gemeinsamen Emitter gezeichnet. Alle anderen Kombinationen außer Diodenbrücke mit IGBT sind ebenfalls möglich. Die Bezeichnung ist entsprechend anzupassen.

Die Stromübergabe kann auf zwei Arten erfolgen:

- Bei der Zwangskommutierung wird ein stromführender Transistor abgeschaltet, der Stromfluss wird von einem zuvor eingeschalteten Ventil übernommen. Hartes Ausschalten (bei $i_T \neq 0$) bedingt vorheriges weiches Einschalten (bei $i_T = 0$).
- Die natürliche Kommutierung zeichnet sich durch weiches Aus- und hartes Einschalten aus. Der Strom wird sofort vom einzuschaltenden Transistor übernommen ($i_T \neq 0$), das Abschalten des anderen Ventils erfolgt erst, wenn der Transistorstrom fast Null ist.

In einer Vielzahl von Veröffentlichungen werden die dabei entstehenden Verluste mit zum Teil gegensätzlichen Ergebnissen untersucht. In [31] wird auf Grund der im Mittel kleineren Kollektor-Emitter-Spannung der natürlichen Kommutierung der Vorrang gegeben, nach [47] ist die Kombination hartes Aus- und weiches Einschalten die verlustärmere Schalthandlung.

Neben der Kommutierung sind u. a. die Transistorart, die IGBT-Generation, das (gegebenenfalls optimierte) Schaltverhalten sowie der konkrete Aufbau des Umrichters für die Beurteilung der gesamten Verluste mit einzubeziehen, so dass keine allgemeingültige Aussage getroffen werden kann.

Zur Reduzierung der Verluste und zur Verkürzung des Kommutierungsvorganges wird die Anzahl der notwendigen Zwischenzustände möglichst klein gehalten. Sie hängt u. a. von folgenden Punkten ab:

- Welche Messgrößen werden zur Kommutierungsführung genutzt?
- Sind in einem Schritt mehrere Schalthandlungen möglich und erwünscht?
- Können durch längeres Einschalten von zunächst nicht beteiligten Ventilen Zwischenschritte eingespart werden?

Während im Startzustand beide Ventile des Schalters A geschlossen und die Transistoren des Schalters B geöffnet sind, ist im Zielzustand Schalter A offen und B geschlossen. Je nach Verfahren sind Abweichungen möglich, die im Folgenden näher untersucht werden.

4.2.1 4-Schritt-Kommutierung

Der Anfangszustand (Schalter A mit den Transistoren 1 und 2 geschlossen) und der Zielzustand (Schalter B mit 3 und 4 geschlossen) sind in Abb. 4.4 dargestellt. Die stromführenden Ventile und die Gate-Anschlüsse der angesteuerten IGBTs sind jeweils dick eingezeichnet.

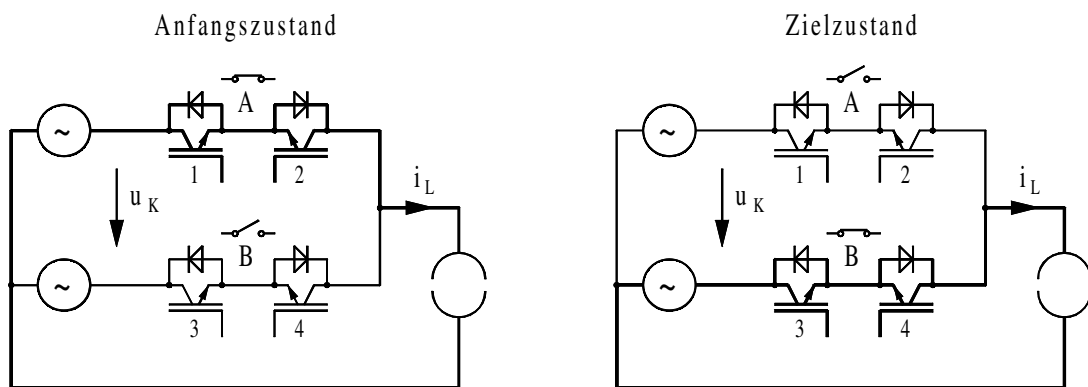


Abb. 4.4 Start- und Zielzustand bei 4-Schritt-Kommutierung

Wird pro Schritt nur eine Schalthandlung zugelassen, müssen 4 Schritte bei maximal 24 Kombinationen ausgeführt werden. Davon sind 12 Möglichkeiten wegen Verletzung der Grundregeln verboten, die verbleibenden 12 können in vier Gruppen mit je drei Schaltfolgen unterteilt werden.

Die Gruppenanzahl ergibt sich aus den zu überwachenden Ein- bzw. Ausgangsparametern, also der Kommutierungsspannung u_K und dem Laststrom i_L . Beide Größen können jeweils positiv oder negativ sein, so dass vier Gruppen unterschieden werden können. In Gruppe 1 und 3 ist die Spannung größer Null, in 2 und 4 ist sie negativ. Der Strom ist in der zweiten und dritten Gruppe positiv und in der ersten und vierten unter Null.

Jede Schaltfolge besteht aus vier Ziffern. Der betreffende Transistor wird ein- bzw. bei negierter Zahl ausgeschaltet. Zwischen den Schalthandlungen ist eine Sicherheitszeit bis zum völligen Durchschalten oder Verlöschen einzuhalten, dessen Dauer vom jeweiligen Halbleiterventil abhängt.

Die möglichen Schaltfolgen bei 4-Schritt-Kommutierung sind in Abb. 4.5 aufgezeigt. Jede Folge (a, b und c) der betreffenden Gruppe kann bei Erfüllung der Bedingung 1 eingesetzt werden.

	Gruppe 1	Gruppe 2	Gruppe 3	Gruppe 4
Bedingung 1	$u_K > 0$ $i_L < 0$	$u_K < 0$ $i_L > 0$	$u_K > 0$ $i_L > 0$	$u_K < 0$ $i_L < 0$
Folge a	$\bar{1} \ 3 \ 4 \ \bar{2}$	$\bar{2} \ 3 \ 4 \ \bar{1}$	$3 \ \bar{1} \ \bar{2} \ 4$	$4 \ \bar{1} \ \bar{2} \ 3$
Folge b	$\bar{1} \ 4 \ 3 \ \bar{2}$	$\bar{2} \ 4 \ 3 \ \bar{1}$	$3 \ \bar{2} \ \bar{1} \ 4$	$4 \ \bar{2} \ \bar{1} \ 3$
Bedingung 2	$i_L < 0$	$i_L > 0$	$u_K > 0$	$u_K < 0$
Folge c	$\bar{1} \ 4 \ \bar{2} \ 3$	$\bar{2} \ 3 \ \bar{1} \ 4$	$3 \ \bar{1} \ 4 \ \bar{2}$	$4 \ \bar{2} \ 3 \ \bar{1}$

Abb. 4.5 Tabelle Schaltfolgen bei 4-Schritt-Kommutierung

Die Schaltfolge c nimmt eine Sonderstellung ein, da sie im Gegensatz zu a und b nur von einer Größe, die in der Bedingung 2 zusammengefasst ist, abhängt. Sie soll im Weiteren genauer untersucht werden, da zur Kommutierungssteuerung jeweils nur ein Parameter benötigt wird, so dass entweder der Schaltungsaufwand verringert oder der zusätzliche Wert zur Absicherung gegen Schaltfehler oder zur Einsparung von Zwischenschritten genutzt werden kann.

Die zugehörige Führungsgröße ist in der zweiten Bedingung genannt. Bei der stromgesteuerten Kommutierung (Gruppe 1 und 2) kann die Eingangsspannung ignoriert werden, die spannungsgesteuerte Kommutierung (3 und 4) ist ohne Erfassung des Laststromes möglich.

Die Schritte bei ausgangsstromgesteuertem Kommutierungsablauf sind:

1. Öffnen des nichtstromführenden Schalters
2. Schließen des Schalters, der den Strom übernehmen soll
3. Öffnen des stromführenden Schalters
4. Schließen des nichtstromführenden Schalters

In Abb. 4.6 ist die Schaltreihenfolge $\bar{2} \ 3 \ \bar{1} \ 4$ für positiven Laststrom dargestellt. Die Spannungsrichtung braucht nicht beachtet werden, entscheidet jedoch über die Art der Kommutierung. Die Pfeilrichtung von u_K und i_L soll in den nachfolgenden Bildern das Vorzeichen charakterisieren.

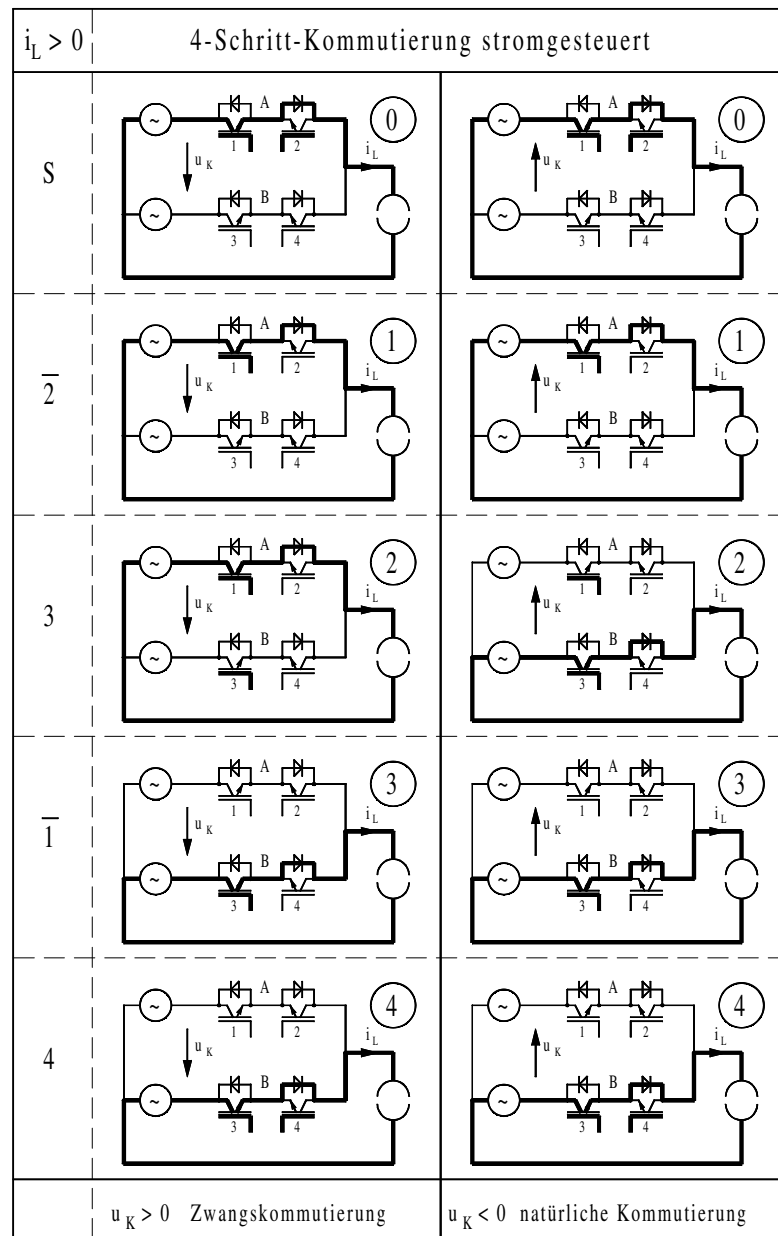


Abb. 4.6 4-Schritt-Kommutierung bei positiven Stromvorzeichen

Ist der Strom kleiner Null, werden die genannten Schaltschritte auf die unter Gruppe 1 der Tabelle 4.5 stehende Reihenfolge $\bar{1} \ 4 \ \bar{2} \ 3$ angewandt. Auch hier beeinflusst die Spannungsrichtung die Kommutierungsart.

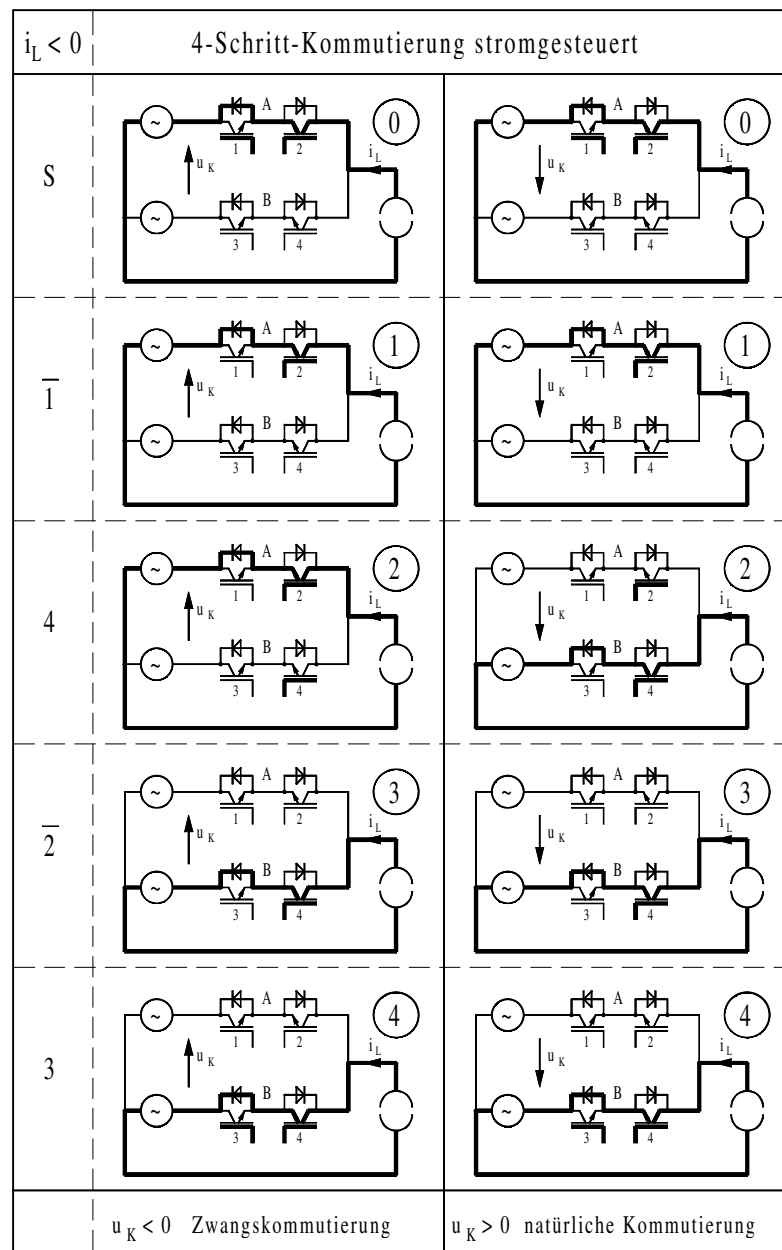


Abb. 4.7 4-Schritt-Kommutierung bei negativen Stromvorzeichen

Bei der spannungsgesteuerten Kommutierung ist eine andere Schrittfolge einzuhalten:

1. Schließen des Schalters, der keinen Kurzschluss verursacht
2. Öffnen des stromführenden Schalters
3. Schließen des zweiten Schalters
4. Öffnen des nichtstromführenden Schalters

Die Verhältnisse bei Stromführung und Spannungsführung ähneln sich. Hier entscheidet das Spannungsvorzeichen über die Schaltreihenfolge (Gruppe 3 oder 4). Der Strom hat darauf keinen Einfluss, bestimmt aber wieder, ob die Kommutierung natürlich oder erzwungen abläuft.

Bei positivem Spannungsvorzeichen ist aus der Tabelle 4.5 die Folge $3 \bar{1} 4 \bar{2}$ zu schalten.

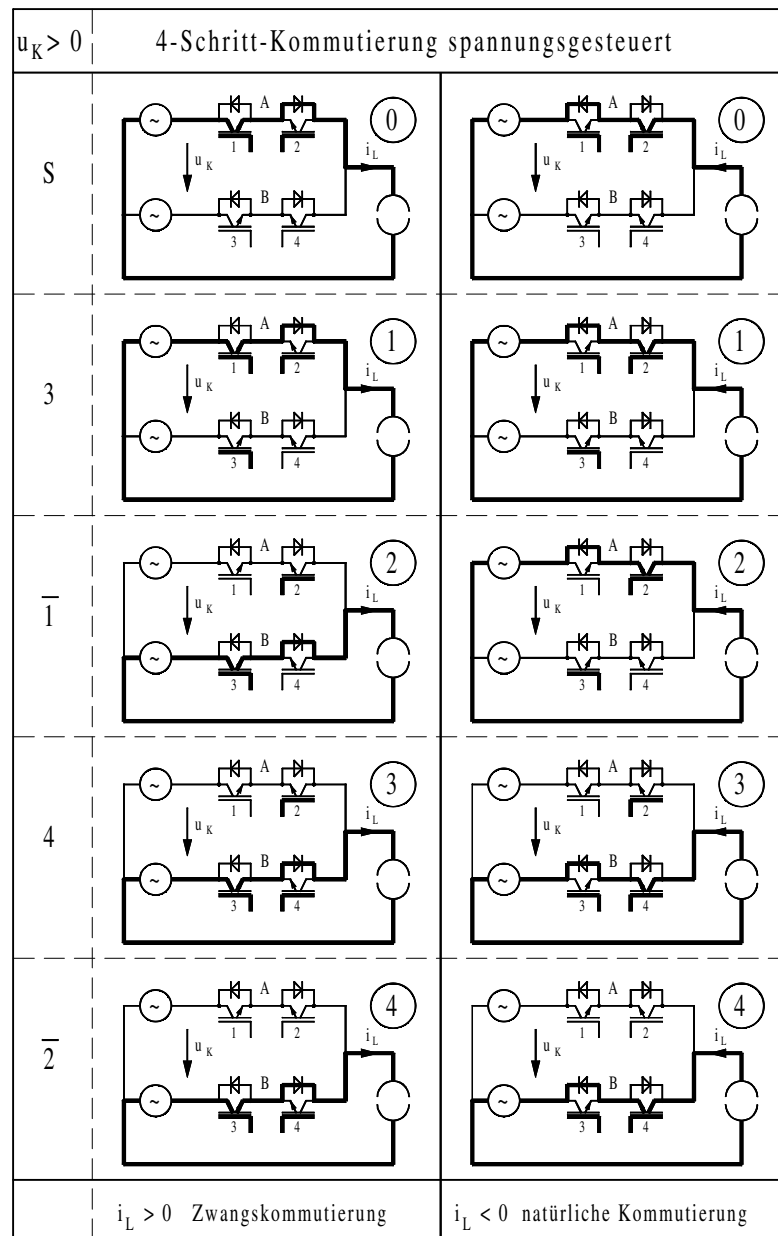


Abb. 4.8 4-Schritt-Kommutierung bei positiven Spannungsvorzeichen

Mit der Reihenfolge $4 \bar{2} 3 \bar{1}$ wird bei umgekehrter Eingangsspannung die Stromübergabe durchgeführt.

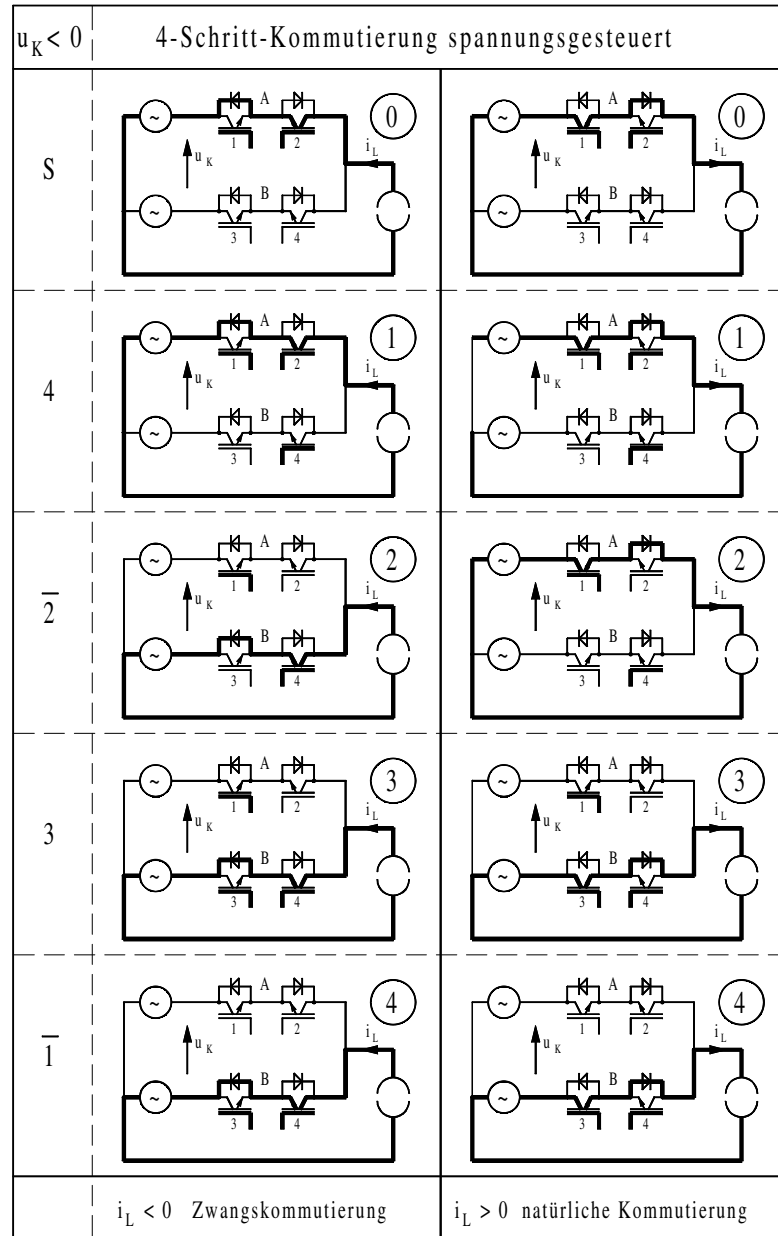


Abb. 4.9 4-Schritt-Kommutierung bei negativen Spannungsvorzeichen

Während der Zwischenschritte sind bei der spannungsgeführten Variante jeweils zwei bzw. drei IGBTs eingeschaltet, bei Führung über das Stromvorzeichen sind es ein bis zwei Transistoren. Deshalb ist mit Spannungssteuerung die Gefahr vor unbeabsichtigten Kurzschlüssen höher, bei Stromführung kann eine ungewollte Stromunterbrechung eher auftreten.

In Abb. 4.10 sind alle Schaltvarianten, die mit der Folge c bei Auswertung eines Parameters möglich sind, nach [47] zusammengefasst.

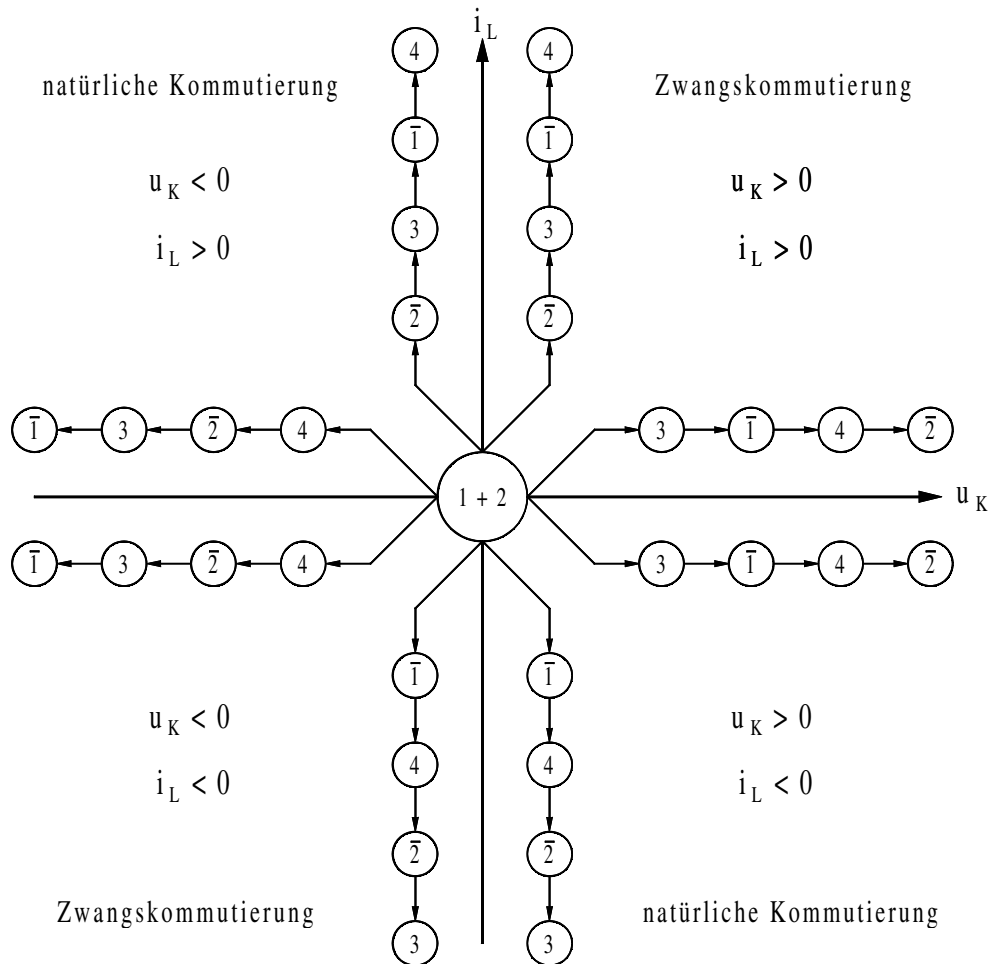


Abb. 4.10 4-Schritt-Kommutierung strom- oder spannungsgesteuert

Im Startzustand (Koordinatenursprung) sind die Schalter 1 und 2 geschlossen. Die an den Achsen angetragene Führungsgröße soll nur das Vorzeichen charakterisieren. Es besteht kein Zusammenhang zwischen den eingezeichneten Schaltfolgen und der Höhe von Kommutierungsspannung bzw. Laststrom.

Je Quadrant kann zwischen zwei Schaltvarianten entsprechend der vorteilhafteren Führungsgröße gewählt werden.

4.2.2 2- und 3-Schritt-Kommutierung

Sind sowohl das Vorzeichen der Eingangsspannung als auch des Laststromes bekannt, können Zwischenzustände eingespart und somit die Kommutierungsdauer verkürzt werden. Je nach Spannungs- bzw. Stromrichtung lässt sich der Vorgang auf zwei oder drei Schritte minimieren.

Die stromgeführten Schaltfolgen der dritten und vierten Gruppe (aus der Tabelle 4.5) sind für die Reduzierung der Kommutierungsschritte nicht geeignet, da im Vergleich zur Gruppe 1 und 2 während der Stromübergabe eine größere Anzahl von Transistoren eingeschaltet ist und somit die Eingangsspannung beim Zusammenlegen von Schaltstufen kurzgeschlossen werden würde. Bei den verbleibenden Folgen a und b ist durch das entgegengesetzte Vorzeichen der Führungsgrößen nur die natürliche Kommutierung möglich, bei Folge c kann je nach Eingangsspannung auch zwangskommutiert werden.

	Gruppe 1	Gruppe 2	Kommutierungsart
Bedingung 1	$u_K > 0$ $i_L < 0$	$u_K < 0$ $i_L > 0$	
Folge a	$\bar{1} \ 3 \ 4 \ \bar{2}$	$\bar{2} \ 3 \ 4 \ \bar{1}$	natürlich
Folge b	$\bar{1} \ 4 \ 3 \ \bar{2}$	$\bar{2} \ 4 \ 3 \ \bar{1}$	
Bedingung 2	$i_L < 0$	$i_L > 0$	
Folge c	$\bar{1} \ 4 \ \bar{2} \ 3$	$\bar{2} \ 3 \ \bar{1} \ 4$	erzwungen/natürlich

Abb. 4.11 Tabelle Schaltgruppen bei 2- und 3-Schritt-Kommutierung

Ist die Spannung größer Null und der Laststrom negativ, ergibt sich aus Gruppe 1:

Hauptschritte

$\bar{1} \ 4 \ \bar{2}$

$\bar{1} \ 3 \ 4 \ \bar{2}$
 $\bar{1} \ 4 \ 3 \ \bar{2}$
 $\bar{1} \ 4 \ \bar{2} \ 3$

und jeweils späteres Einschalten von Ventil 3

Bei umgekehrten Vorzeichen erhält man aus der Gruppe 2:

Hauptschritte

$\bar{2} \ 3 \ \bar{1}$

$\begin{array}{cccc} \bar{2} & 4 & 3 & \bar{1} \\ \bar{2} & 3 & 4 & \bar{1} \\ \bar{2} & 3 & \bar{1} & 4 \end{array}$

und jeweils späteres Einschalten von Ventil 4

Das Zuschalten des zu keiner Zeit stromführenden Transistors 3 bzw. 4 kann in jeder Zwischenstufe erfolgen und darf deshalb mit einem beliebigen Hauptschritt kombiniert werden.

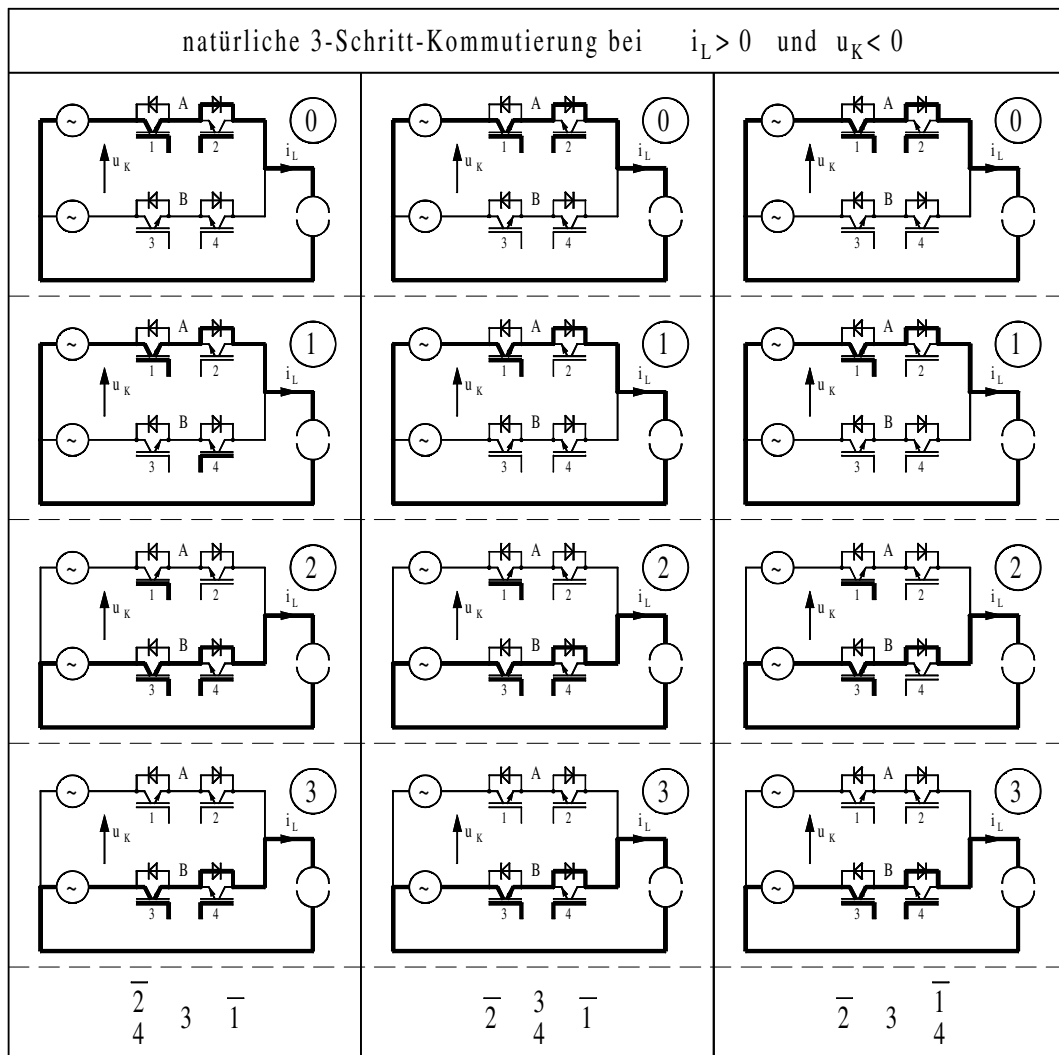


Abb. 4.12 natürliche 3-Schritt-Kommutierung bei positivem Laststrom

Ein ähnliches Schema ergibt sich für die natürliche Kommutierung bei negativem Ausgangsstrom und positiver Spannung (Abb. 4.13).

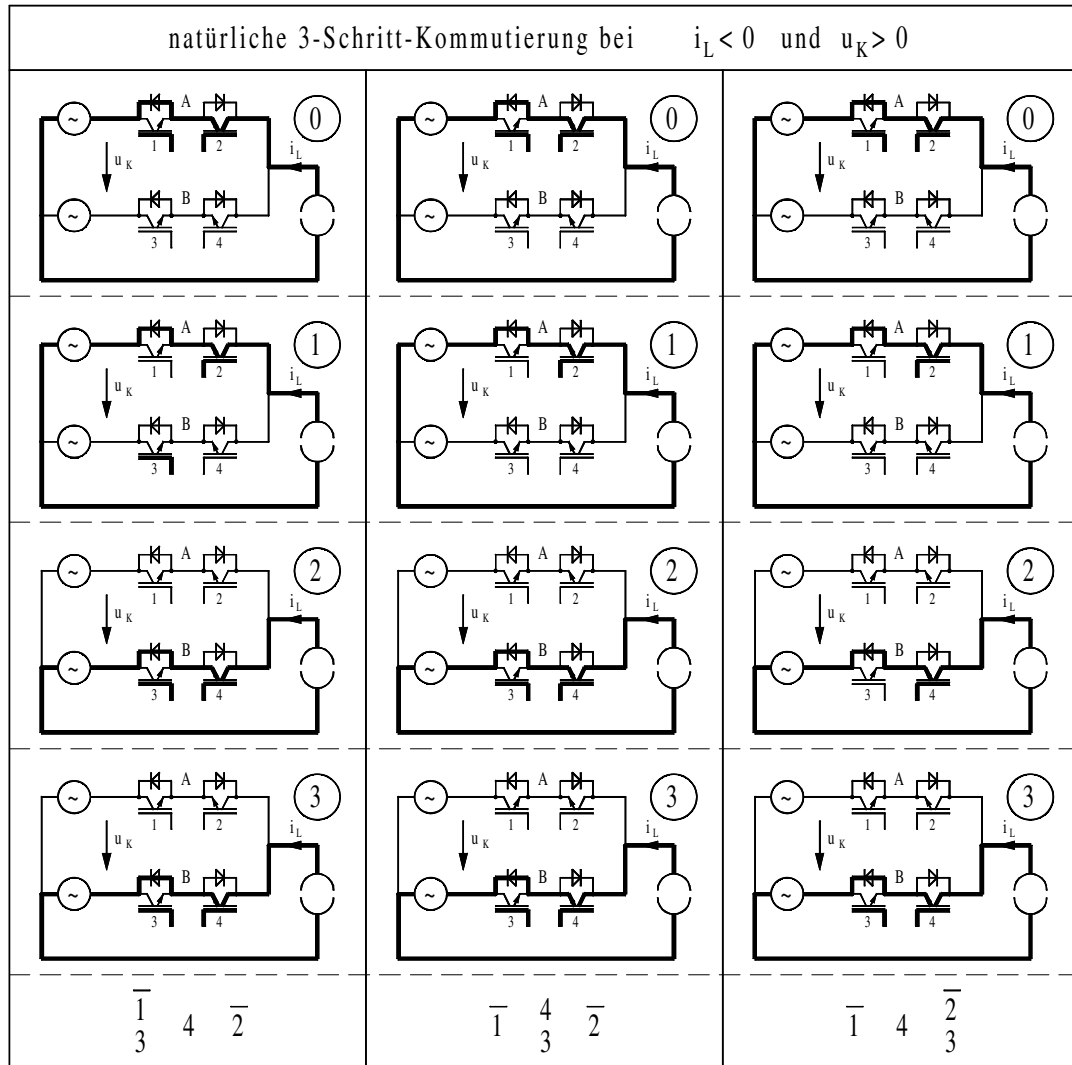


Abb. 4.13 natürliche 3-Schritt-Kommutierung bei negativem Laststrom

Somit lautet die Schrittfolge bei natürlicher 3-Schritt-Kommutierung:

1. Öffnen des nicht stromführenden Schalters
(ggf. Schließen des nie stromführenden)
2. Schließen des Schalters, der Strom übernehmen soll
(ggf. Schließen des nie stromführenden)
3. Öffnen des nicht stromführenden Schalters
(ggf. Schließen des nie stromführenden)

Eine weitere Einsparung von Zwischenzuständen ist nur mit Zwangskommutierung möglich.

Damit muss für die Folge c aus Abb. 4.11 ($\bar{1} \ 4 \ \bar{2} \ 3$) der Gruppe 1 als zusätzliche Bedingung neben dem Strom auch die Spannung kleiner Null, in Gruppe 2 ($\bar{2} \ 3 \ \bar{1} \ 4$) müssen beide Vorzeichen positiv sein.

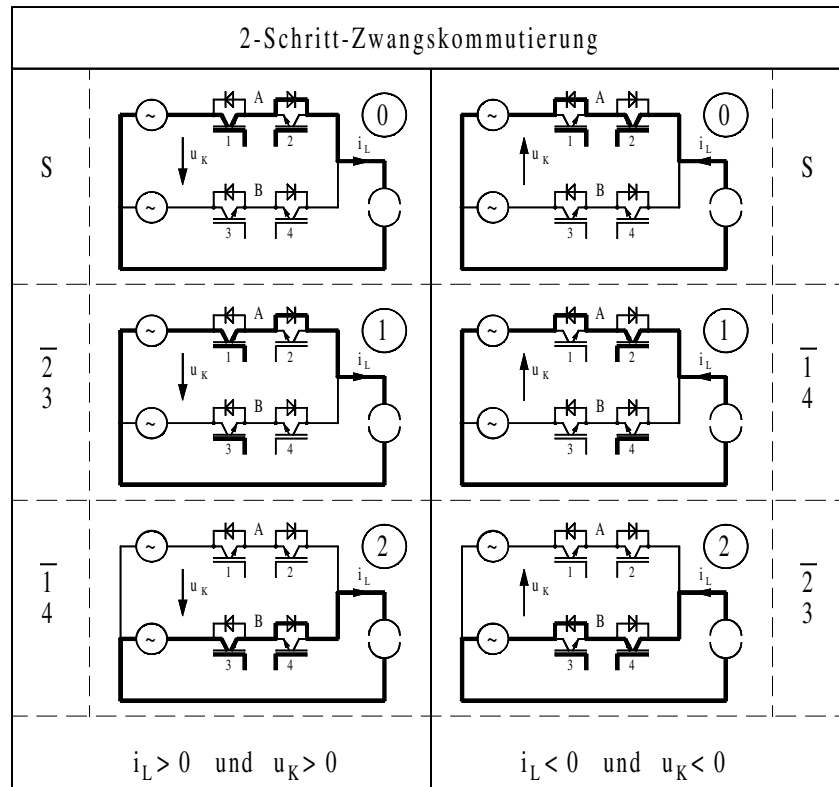


Abb. 4.14 2-Schritt-Zwangskommutierung

In dieser Variante werden jeweils zwei Aktionen in einem Schaltschritt gleichzeitig ausgeführt, so dass sich die Dauer der natürlichen Kommutierung auf insgesamt zwei Stufen verkürzt.

Die erzwungene 2-Schritt-Reihenfolge lautet:

1. Öffnen des nicht stromführenden Transistors
und Schließen des aufzukommütierenden Schalters
2. Öffnen des stromführenden Ventils
und Schließen der bidirektionalen Seite im Zielpfad

Abb. 4.15 zeigt die möglichen Schaltfolgen bei 2- und 3-Schritt-Kommutierung. Im ersten und dritten Quadranten ist die Stromübergabe in zwei Stufen möglich, in den anderen werden drei Schritte benötigt.

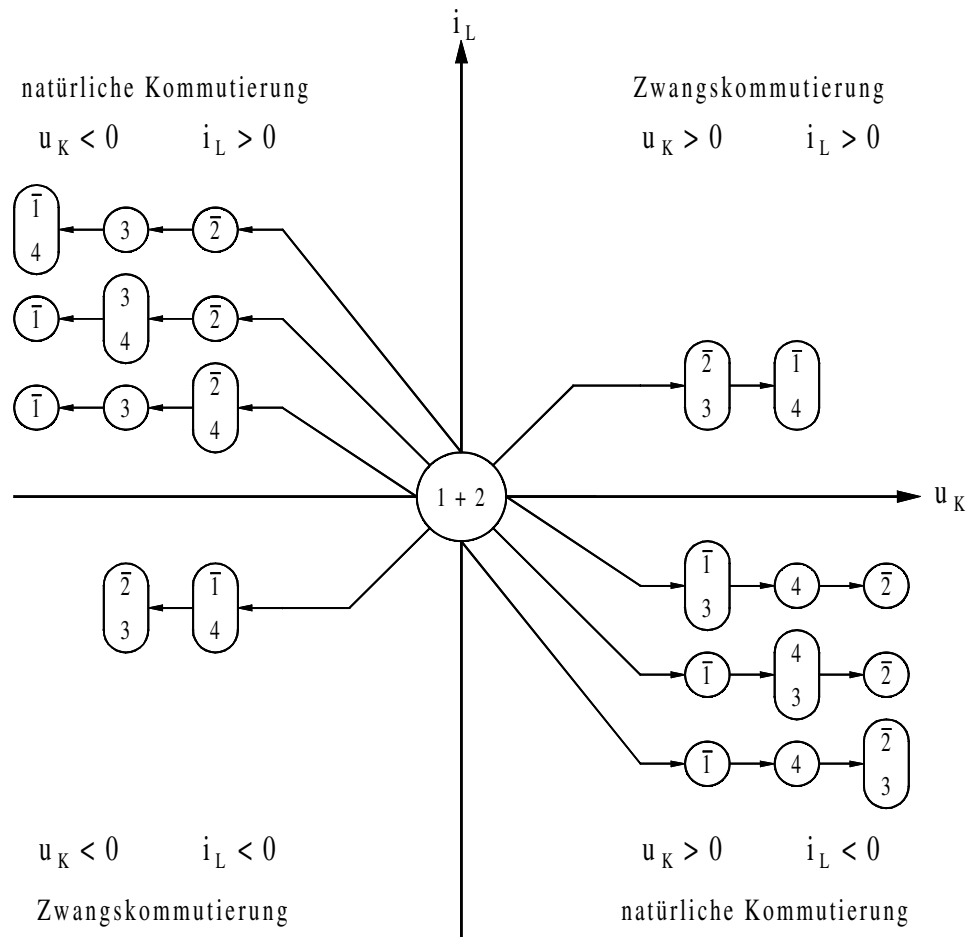


Abb. 4.15 2- und 3-Schritt-Kommutierung

Neben der unterschiedlichen Schrittzahl muss bei diesem Verfahren das Vorzeichen der Eingangsspannung und des Laststroms fehlerfrei ermittelt werden.

Um diese Nachteile zu vermeiden, wurde in [30] eine Variante entwickelt, bei der sowohl im Start- als auch im Endzustand zusätzliche Ventile eingeschaltet sind. Dadurch ist eine große Anzahl von IGBTs leitend, so dass zur Verhinderung von Kurzschlüssen nur die spannungsgesteuerte Kommutierung in Frage kommt. Die Stromrichtung braucht nicht beachtet werden, die Übergabedauer wird bei der erzwungenen und der natürlichen Kommutierung auf zwei Stufen reduziert.

Im Startzustand ist bei positiver Eingangsspannung neben den Schaltern 1 und 2 schon das Ventil 3 geschlossen, der Transistor 2 wird im Endpunkt nicht abgeschaltet. Die verbleibenden zwei Schritte sind in Abb. 4.16 dargestellt.

Bei positivem Laststrom wird dieser durch Löschen von IGBT 1 auf den anderen Pfad gezwungen, ist der Strom kleiner Null erfolgt der Wechsel einen Schritt später über natürliche Kommutierung durch Zuschalten von Ventil 4.

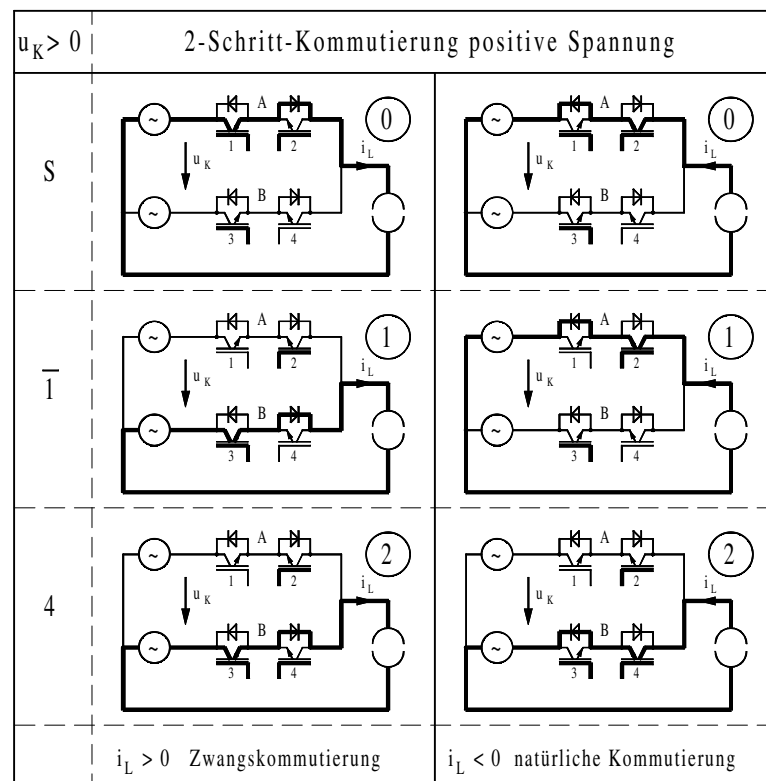


Abb. 4.16 2-Schritt-Kommutierung positive Spannung

Die o. g. Aussagen gelten sinngemäß auch für negative Eingangsspannung, hier ist Schalter 4 am Anfang geschlossen und Transistor 1 bleibt im Zielzustand angesteuert. Damit ergibt sich folgende Schaltreihenfolge:

1. Öffnen des Transistors im stromführenden Zweig an dem die positive Seite der Kommutierungsspannung liegt
2. Schließen des noch nicht durchgeschalteten Ventils im Zielpfad

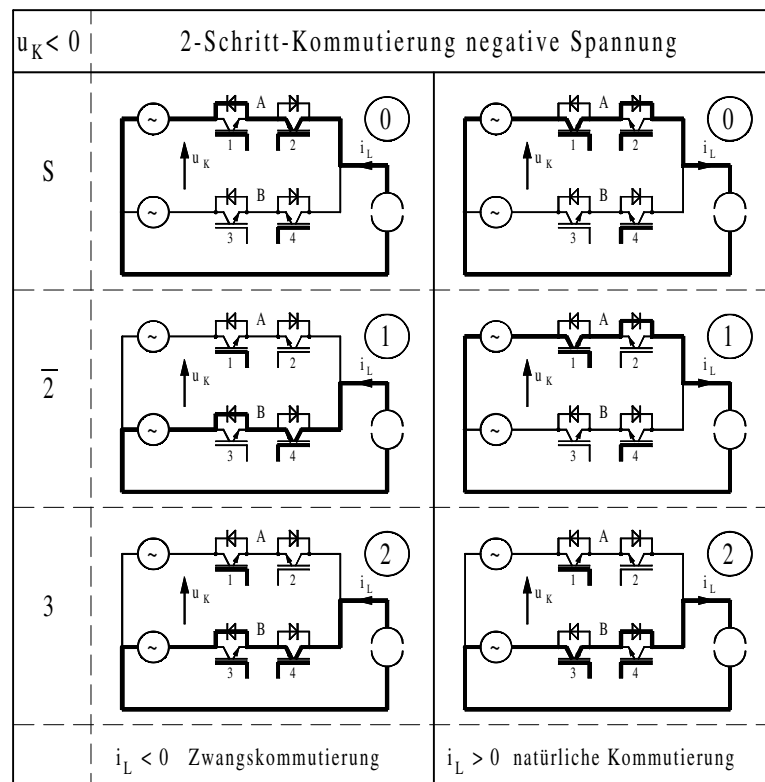


Abb. 4.17 2-Schritt-Kommutierung negative Spannung

Beide möglichen Schaltfolgen sind in Abb. 4.18 zusammengefasst. Zur Auswahl wird nur das Vorzeichen der Spannung ausgewertet, wodurch sich neben der Verkürzung der Kommutierungsdauer auch der Bauteilaufwand verringert. An Stelle des bei den anderen Verfahren einheitlichen Startzustandes stehen zwei Anfangszustände, zwischen denen netzabhängig umgeschaltet werden muss.

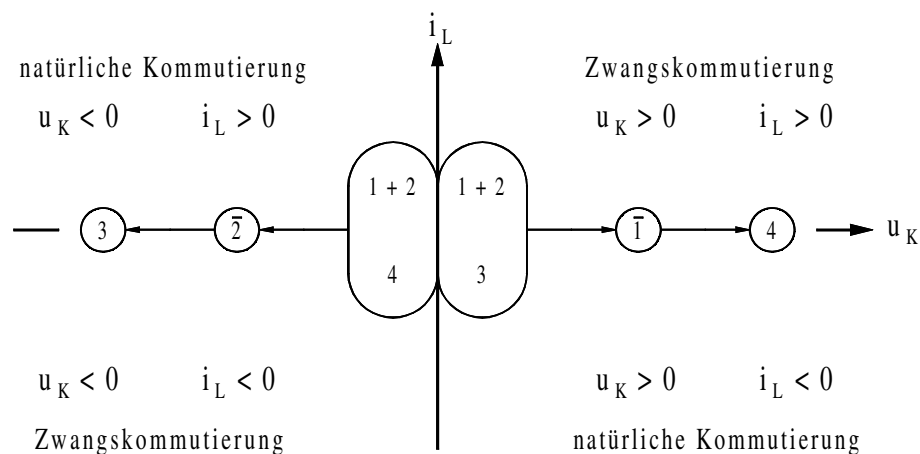


Abb. 4.18 2-Schritt-Kommutierung

4.2.3 1-Schritt-Kommutierung

Wird neben der Eingangsspannung zusätzlich der Laststrom ausgewertet, kann eine weitere Zwischenstufe eingespart werden. Sowohl die erzwungene als auch die natürliche Kommutierung erfolgen in einem Schritt, bei Zwangskommutierung durch Abschalten, bei natürlicher Stromübergabe durch Zuschalten eines Transistors.

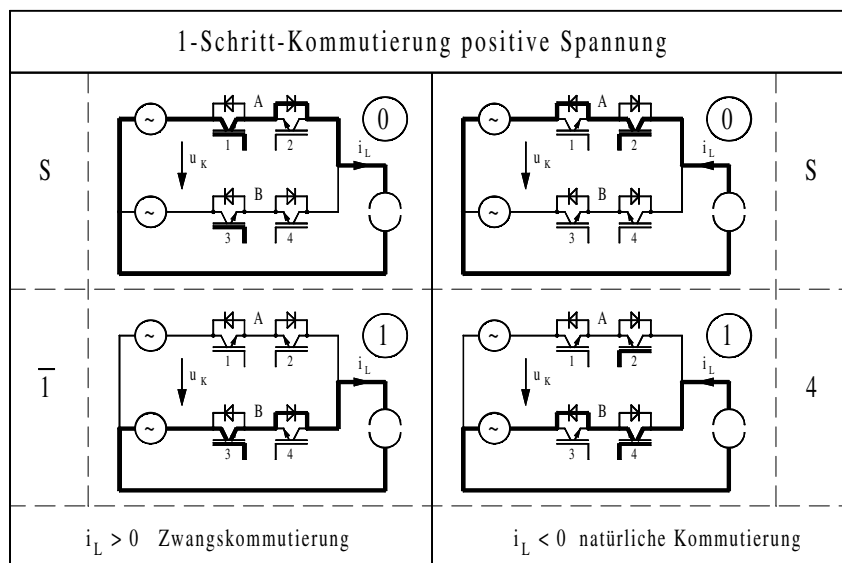


Abb. 4.19 1-Schritt-Kommutierung positive Spannung

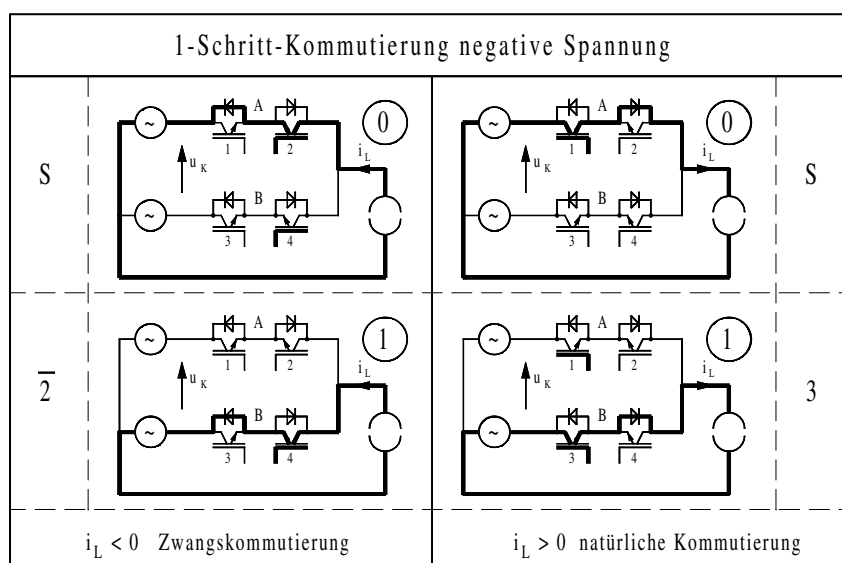


Abb. 4.20 1-Schritt-Kommutierung negative Spannung

Die schnelle Kommutierung über einen Schritt erfordert eine fehlerfreie Erfassung der Vorzeichen von Eingangsspannung und Ausgangsstrom, da andernfalls die Spannung kurzgeschlossen bzw. der Stromfluss unterbrochen würde.

Ein weiterer Nachteil dieser Variante ist die auf vier gestiegene Anzahl von Startzuständen. Zwischen diesen muss netz- und lastabhängig umgeschaltet werden.

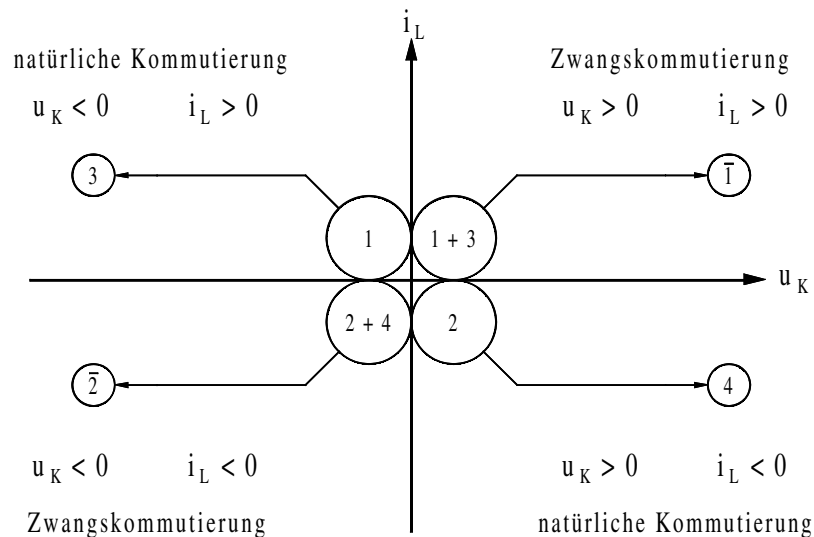


Abb. 4.21 1-Schritt-Kommutierung

Im Anfangszustand ist das der Stromrichtung entsprechende Ventil (1 oder 2) geschlossen und bei Zwangskommutierung der Transistor im Zielpfad, der an der negativen Seite der Kommutierungsspannung liegt (3 oder 4). Die Startzustände und der zugehörige Schaltschritt ist in Abb. 4.21 dargestellt.

Dieser Schritt ergibt sich aus:

1. Öffnen des stromführenden Transistors im Startpfad bei Zwangskommutierung
oder

1. Schließen des aufkommutierenden Ventils bei natürlicher Kommutierung

Das Erfassen beider Führungsgrößen sowie das netz- und lastabhängige Umschalten der Startzustände erhöht den Aufwand zur Kommutierungsführung und erschwert diese in den kritischen Bereichen bei kleinem Laststrom bzw. bei geringer Spannung.

4.3 Kommutierungsführung in kritischen Bereichen

Damit die Grundregeln der Kommutierung beim Matrixumrichter (unterbrechungsfreier Laststrom, kein Kurzschluss der Eingangsspannung) zu jedem Zeitpunkt eingehalten werden, ist die exakte und verzögerungsfreie Erfassung des Vorzeichens der gewählten Führungsgröße notwendig.

Die schnelle Stromänderung durch Schalten der Halbleiterventile verursacht elektromagnetische Impulse, die prinzipbedingt nicht vermeidbar sind und die infolge der hohen Stromsteilheit von einigen $\text{kA}/\mu\text{s}$ bei Verwendung moderner IGBTs zu beträchtlichen Störungen auf Signalleitungen führen. Für die zuverlässige Funktion des Umrichters ist ein EMV-gerechter Aufbau zwingend erforderlich, um fehlerhafte Zündpulse durch Einkopplung auszuschließen und die Berechnung korrekter Schaltmuster zu gewährleisten. Die Störspannung lässt sich verringern aber nicht völlig unterdrücken, so dass insbesondere bei kleinem Nutzsignal ein großer Rauschanteil überlagert ist und zu fehlerhaften Messdaten führt.

Deshalb sind je nach gewählter Führungsgröße die Bereiche bei geringem Laststrom oder kleiner Kommutierungsspannung besonders kritisch und sollen nachfolgend genauer betrachtet werden.

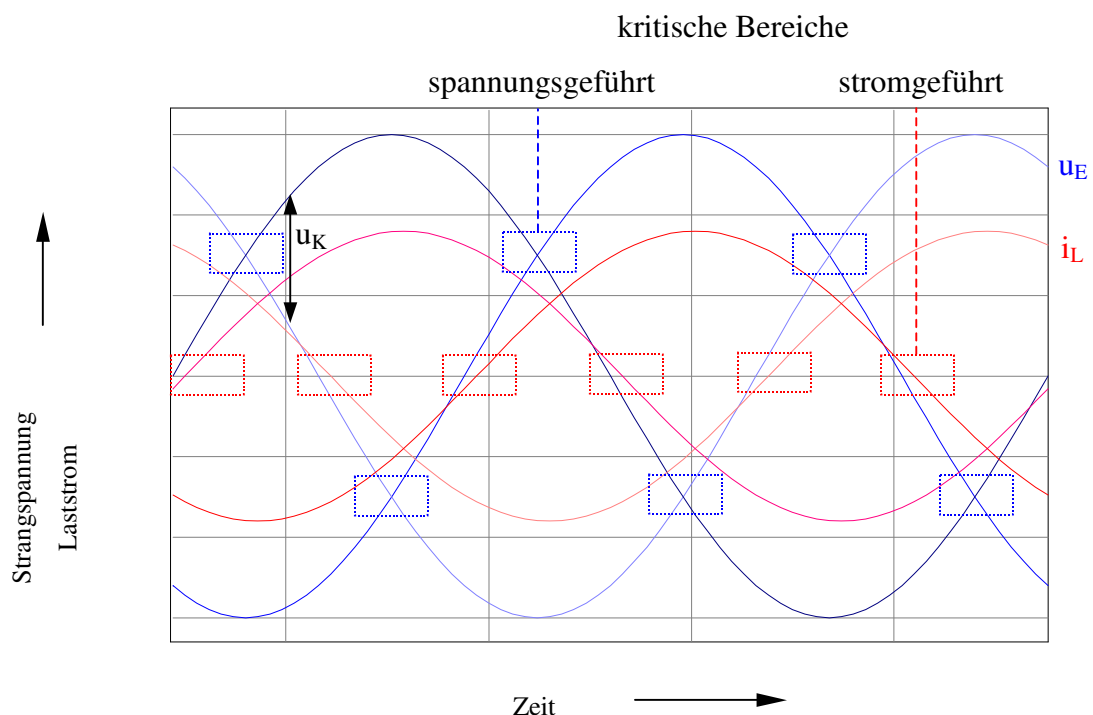


Abb. 4.22 Kritische Bereiche bei spannungs- und stromgeführter Kommutierung

In Abb. 4.22 sind diese Stellen eingezeichnet. Die stromgeführten Bereiche in der Nähe des Nulldurchgangs des Laststromes und die spannungsgeführten bei kleinen Werten der verketteten Spannung verschieben sich in Abhängigkeit der Frequenz und der Phasenlage auf der Eingangs- und Ausgangsseite. Sie können in bestimmten Abschnitten gleichzeitig auftreten.

Während ein Fehler bei der Bestimmung des Spannungsvorzeichens einen Kurzschluss der Eingangsseite verursacht, führt ein Vorzeichenfehler beim Ausgangsstrom zu einer Unterbrechung des Laststroms. Auch wenn die genannten Größen in den kritischen Zonen relativ klein sind, kann ein Kurzschluss große Ströme, eine Lastabschaltung eine hohe induzierte Überspannung zur Folge haben.

Beide Verfahren haben hinsichtlich der Zuverlässigkeit der Erfassung und der Folgen im Fehlerfall sowohl Vor- als auch Nachteile.

Die Stromerfassung kann durch Messung des Spannungsabfalls über einen Shunt oder mit Hilfe von Stromwandlern erfolgen, die den Hall- bzw. den magnetoresistiven Effekt ausnutzen. Die Wandler arbeiten sehr genau, haben aber gerade um den Nullbereich durch Offsetfehler, Remanenz u. a. die größten Abweichungen. Daher ist die Fehlerhäufigkeit bei der Ermittlung der Stromrichtung nahe Null hoch.

Zur Spannungserfassung können Differenzverstärker oder Spannungswandler zum Einsatz kommen. Auch hier ist die Fehlerrate bei kleinem Nutzsignal infolge von Störeinkopplung, die durch den zur Potentialtrennung notwendigen hochohmigen Aufbau begünstigt wird, groß.

Bevor im Fall eines falsch erfassten Vorzeichens der Kommutierungsspannung ein gefährlicher Strom fließt, muss diese in Abhängigkeit der eingesetzten Leistungsbauteile einen bestimmten Grenzwert überschreiten. Wird von der häufig eingesetzten Schalterkonfiguration CCC bzw. CEC gemäß Kapitel 3.1 ausgegangen, liegen im kurzgeschlossenen Kreis zwei Transistoren und zwei Dioden in Reihe. Innerhalb des normalen Arbeitsbereichs kann pro Diode ein Spannungsabfall von etwa 1..3 V, je IGBT von ca. 2..4 V ausgenommen werden, so dass ein unzulässiger Kurzschlussstrom erst bei Überschreiten von 6..14 V auftritt. Werden RBIGBTs oder Diodenbrücke mit IGBT als Schalter eingesetzt, ist von einem kleineren Wert auszugehen. Da moderne Leistungshalbleiter bis zum zwei- oder dreifachen Nennstrom kurzzeitig überlastbar sind, wird bei diesem Stromfluss das Bauteil nicht beschädigt, wenn einige μs nicht überschritten werden und der Fehler nicht mehrfach hintereinander auftritt.

Da die Pulsfrequenz im Vergleich zur Netzfrequenz wesentlich größer ist, kann ein falsch detektiertes Vorzeichen in aufeinander folgenden Taktperioden wiederholt zum Kurzschluss der Eingangsspannung führen. Um Beschädigungen zu vermeiden, muss die Schaltung zur Erfassung der Spannung eine hohe Störfestigkeit aufweisen und äußerst zuverlässig arbeiten. Die Sicherheit sollte durch geeignete Software oder spezielle Steuerverfahren weiter erhöht werden.

Gegenüber Fehlern bei spannungsgeführter Kommutierung sind Schutzmaßnahmen vor Überspannung infolge der Unterbrechung des Laststromes weniger aufwendig. Hier können die in Kapitel 3.3 aufgeführten Varianten mit Zwischenkreis sowie Varistorbeschaltung eingesetzt werden. Da eine Stromunterbrechung auch aus anderen Gründen auftreten kann (Netzausfall, Notabschaltung usw.), muss der Matrixumrichter immer gegen induzierte Überspannung abgesichert sein. Diese Schutzschaltungen wirken auch bei fehlerhafter Vorzeichenbestimmung während der stromgeführten Kommutierung. Sie müssen je nach Fehlerhäufigkeit gegebenenfalls für dauerhafte Beanspruchung ausgelegt sein. Ist der Störeinfluss und damit der kritische Bereich klein, brauchen keine darüber hinaus gehenden Maßnahmen getroffen werden, da dann ein Vorzeichenfehler nur selten und nur bei geringem Laststrom auftritt.

Unabhängig von der gewählten Führungsgröße müssen für die ordnungsgemäße Funktion des Matrixconverters die Grundregeln der Kommutierung zu jedem Zeitpunkt eingehalten werden.

Die Zuverlässigkeit wird u. a. durch folgende Punkte erhöht:

- Verbesserung der Störsicherheit der Vorzeichenerfassung durch schaltungs-technische Maßnahmen (Filter, EMV-gerechter Aufbau usw.)
- Fehlererkennung und Beseitigung bei falsch detektierter Führungsgröße über Unterprogramme in der Software zur Kommutierungssteuerung
- spezielle Kommutierungsschritte innerhalb der kritischen Zonen

Neben den beiden genannten hard- und softwaretechnischen Maßnahmen ist eine besondere Steuerung des Kommutierungsablaufs in den problematischen Bereichen notwendig. In [47] werden dafür Kommutierungsstrategien zusammengefasst, die Schaltfehler auch bei falsch bestimmten Vorzeichen verhindern.

4.3.1 Änderung der Führungsgröße

Wird zur Steuerung des Umrichters sowohl die Eingangsspannung als auch der Laststrom ermittelt, kann in einem kritischen Bereich auf die jeweils andere Führungsgröße umgeschaltet werden.

Neben dem Bauteil- steigt auch der Signalverarbeitungsaufwand, da Strom- und Spannungsvorzeichen erfasst, in die Steuereinheit eingelesen und ausgewertet werden müssen. Außerdem können sich in Abhängigkeit der Ein- und Ausgangsfrequenz die strom- bzw. spannungskritischen Bereiche überschneiden, so dass die Anzahl von Fehlern vermindert, aber nicht auf Null reduziert werden kann.

4.3.2 Aussetzen der Schalthandlung

Eine andere Möglichkeit zur Vermeidung von Schaltfehlern ist das Unterbinden der Kommutierung zwischen zwei nahezu gleichen Eingangsphasen.

Dazu muss der kritische Bereich von einer übergeordneten Logik erkannt und an die Steuerung gemeldet werden. Wird diese Zone erreicht, bleibt die bereits vorher auf den Ausgang liegende Eingangsphase bis zum Ende des Bereichs durchgeschaltet. Erst jetzt erfolgt die dann unkritische Kommutierung auf die neue Phase.

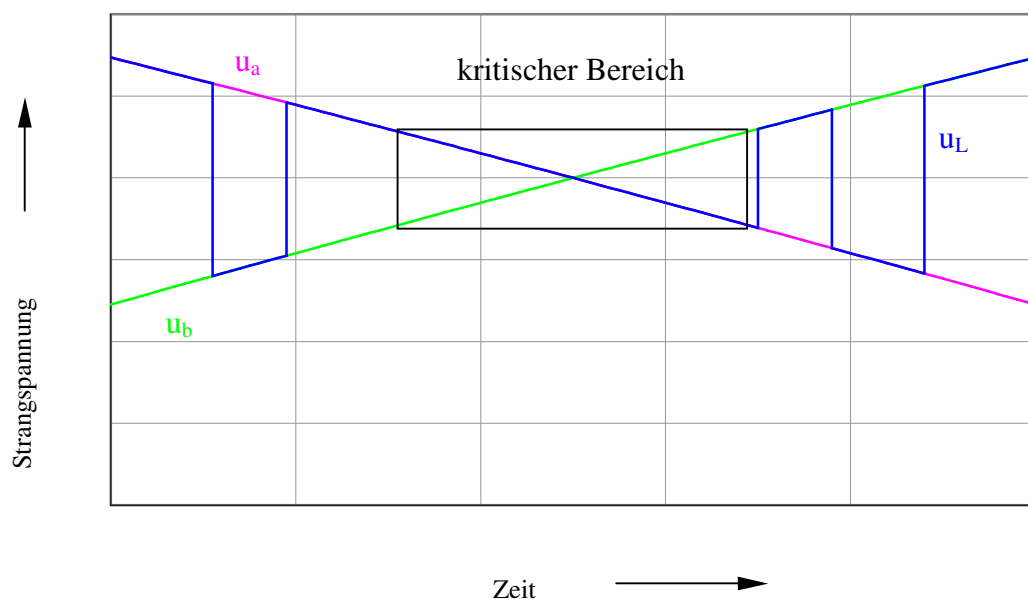


Abb. 4.23 Aussetzen der Schalthandlung

Da die Strangspannung der beiden Phasen u_a und u_b im kritischen Bereich fast gleich groß ist, wirkt sich das Aussetzen der Kommutierung kaum auf die Ausgangsspannung über der Last u_L aus. Die berechneten Pulsmuster werden jedoch nicht mehr exakt ausgeführt, so dass der Eingangsstrom je nach Größe der betreffenden Zonen verzerrt wird und dadurch von der idealen Sinusform abweicht.

4.3.3 Kommutierung über Zwischenschritt

Wird in die kritische Schaltreihenfolge zwischen zwei nahezu gleich großen Eingangsphasen u_a und u_b ein Zwischenschritt über u_c eingefügt, liegt die dann sehr hohe Kommutierungsspannung jeweils zwischen $u_a - u_c$ und $u_b - u_c$, so dass die Vorzeichenbestimmung unproblematisch ist.

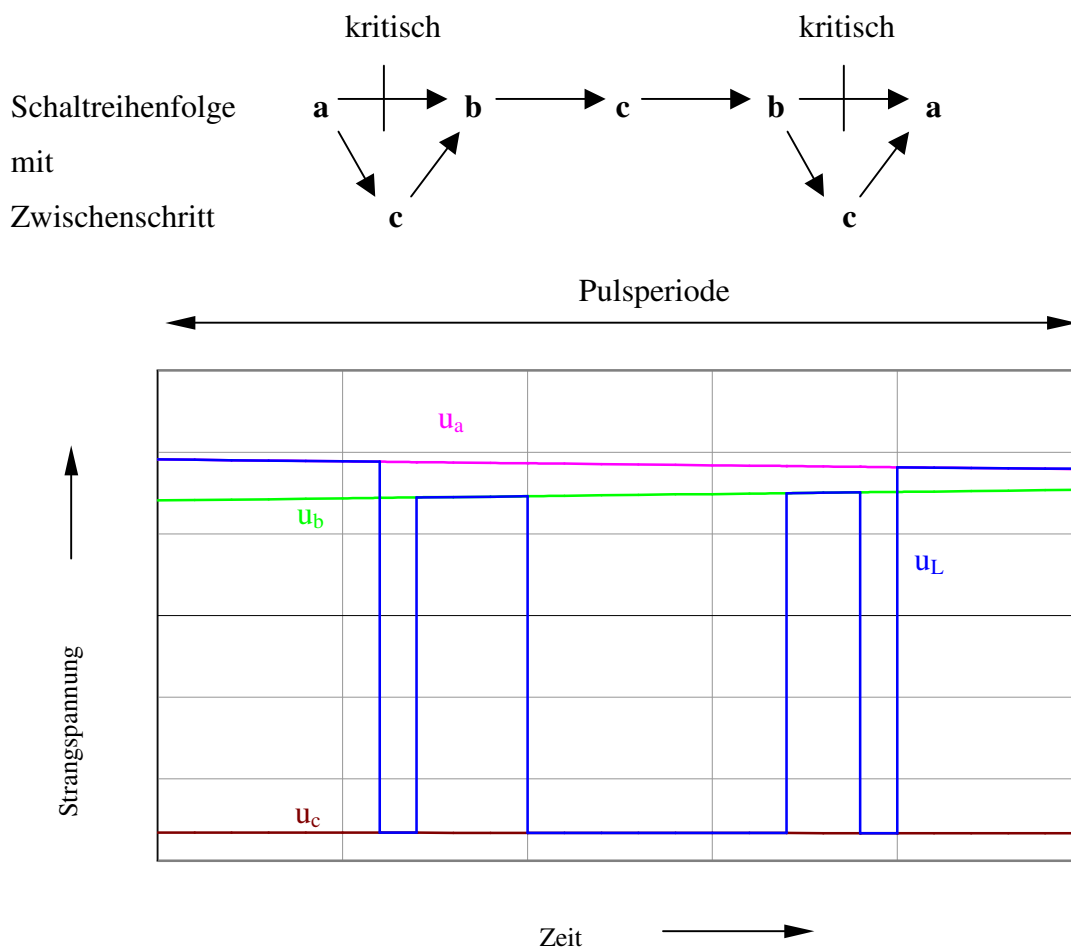


Abb. 4.24 Kommutierung über Zwischenschritt

Durch den Zwischenschritt entsteht eine Abweichung der Ausgangsspannung vom Sollwert, der dabei auftretende prozentuale Fehler ist um so größer, je kleiner die zu realisierende Einschaltzeit ist. Für die fehlerfreie Generierung eines Drehstromsystems muss durch die Steuereinheit diese Differenz und die erhöhte Kommutierungsdauer bei der Berechnung der Schaltzeiten berücksichtigt werden.

4.3.4 Umsortieren von Schaltzuständen

Kritische Bereiche lassen sich vermeiden, wenn das Schaltmuster so aufgeteilt wird, dass der Strom nur zwischen Phasen mit großem Spannungsunterschied wechselt. Im Beispiel aus Abb. 4.24 müssen dazu die beiden b-Folgen zusammengelegt, c aufgeteilt und jeweils an den Anfang bzw. das Ende von b gelegt werden.

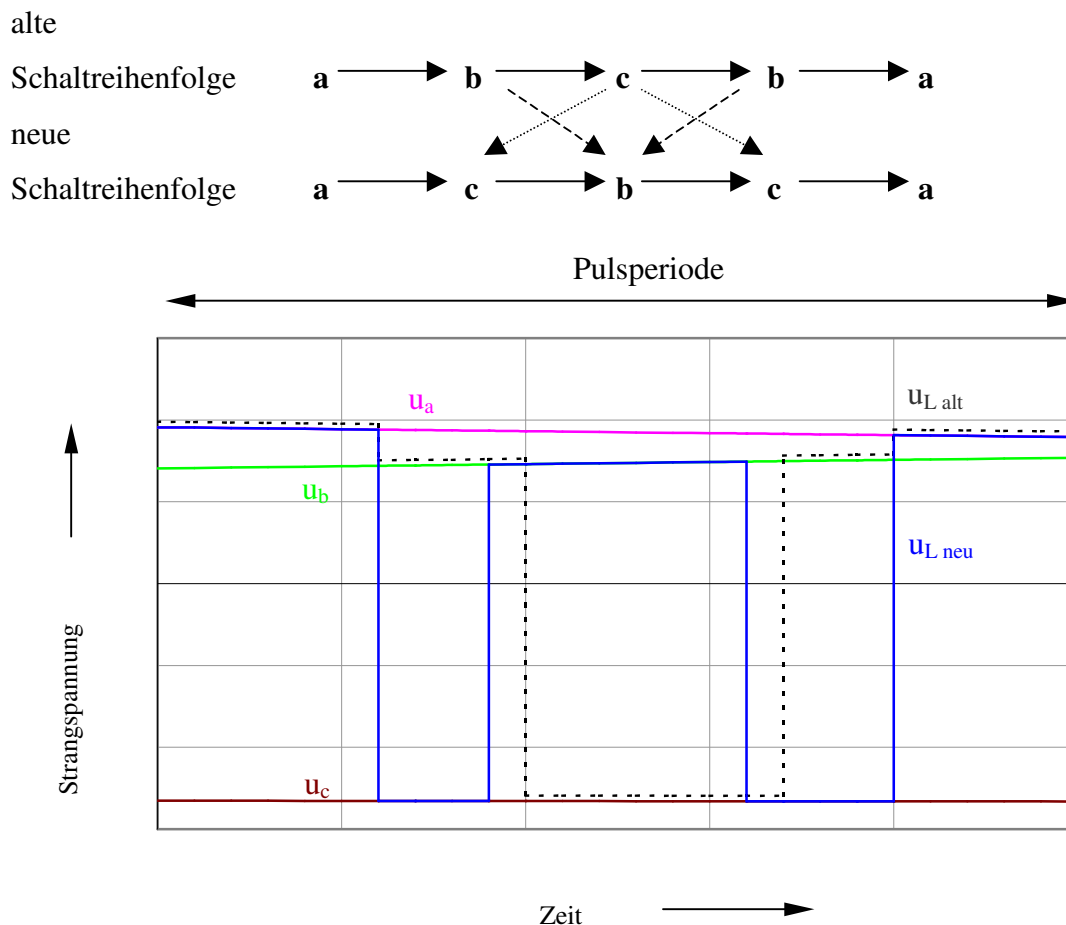


Abb. 4.25 Umsortieren von Schaltzuständen

Durch die neue Sortierung werden weder die Größe der Spannungs-Zeit-Flächen noch die Anzahl der Kommutierungsschritte in einer Taktperiode verändert. Somit bleibt die Spannungshöhe am Ausgang gleich, die Grundschiwingung des Eingangsstromes wird nicht beeinflusst.

Die Umsortierung kann im Gegensatz zu speziell optimierten Schaltreihenfolgen stehen und damit den gewünschten Erfolg zunichte machen. Außerdem ist mit höheren Schaltverlusten und größerem Oberschwingungsgehalt des Eingangsstromes zu rechnen.

Da das Verfahren direkt in die Pulsmusterbildung eingreift, kann es nicht über einen separaten Schaltungsteil realisiert werden, sondern muss in der Recheneinheit durch geeignete Unterprogramme für die geforderte Abfolge während kritischer Bereiche sorgen.

4.4 Spezielle Kommutierungsverfahren

Im Abschnitt 4.2 wurde neben der schrittweisen Kommutierung von einem Anfangs- in einen Zielzustand, in denen jeweils nur die Schalter im auf- bzw. abkommutierenden Zweig geschlossen sind, auch Methoden aufgezeigt, bei denen im Start- und Endpunkt mehr bzw. weniger als zwei Ventile leiten. Diese Verfahren sollen eine Reduzierung der notwendigen Schaltschritte durch zusätzlich angesteuerte Transistoren (2-Schritt-Kommutierung) oder mit verringerter Anzahl von geschlossenen Schaltern (1-Schritt-Kommutierung) ermöglichen.

Da die Stromübergabe in einem Schritt eine absolut fehlerfreie Vorzeichenbestimmung sowohl des Laststromes als auch der Eingangsspannung voraussetzt, wird diese nicht weiter betrachtet.

Im Gegensatz dazu benötigt die 2-Schritt-Kommutierung nur eine Führungsgröße. Sie wurde in [72] zur METZI-Kommutierung weiterentwickelt, bei der die maximale Anzahl von Transistoren eingeschaltet ist, die zu keinem Kurzschluss der Eingangsspannung führen.

Dieses Verfahren dient als Grundlage für die Entwicklung einer neuen Methode, die die Stromübergabe ebenfalls in zwei Schritten ermöglicht aber gleichzeitig eine Sicherheit bei falsch detektierter Führungsgröße bietet, so dass kritische Bereiche nicht durchlaufen werden.

4.4.1 METZI-Kommutierung

Die METZI-Kommutierung setzt als schrittweise Methode richtungsselektive Schalter in der Matrix des Umrichters voraus, so dass außer der Diodenbrücke mit IGBT alle in Kapitel 3.1 dargestellten Schalterkonfigurationen eingesetzt werden können.

Bei dem an der TU Chemnitz entwickelten Verfahren wird die Eingangsspannung als Führungsgröße für den Kommutierungsablauf genutzt. Im Drehstromsystem ändert sich das Vorzeichen bei Nulldurchgang der drei um 120° versetzten Eingangsspannungen, so dass ein Vorzeichenwechsel der verketteten Kommutierungsspannung jeweils nach 60° erfolgt. Innerhalb eines solchen Intervalls ist eine Spannung am größten (u_p) und eine am kleinsten (u_n), die mittlere wird mit u_m bezeichnet.

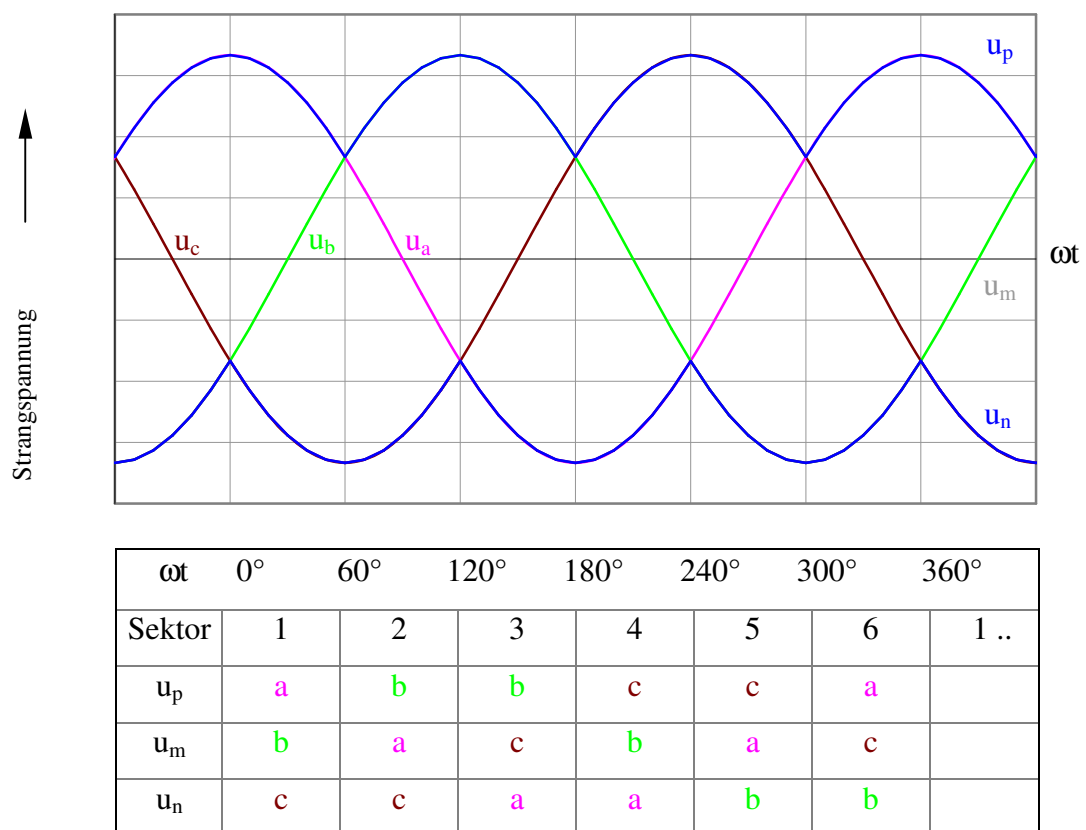


Abb. 4.26 Sektorzuordnung bei METZI-Kommutierung

Damit kann in den 6 Sektoren jeweils der positiven, der mittleren und der negativen Größe (p, m, n) die entsprechende Eingangsphase (a, b, c) zugeordnet werden.

Wird die genannte Spannung auf den Ausgang geschaltet, ergeben sich die folgenden drei Hauptzustände p, m und n, bei denen für einen schnellen Wechsel bereits alle Ventile, die keinen Kurzschluss verursachen, angesteuert sind.

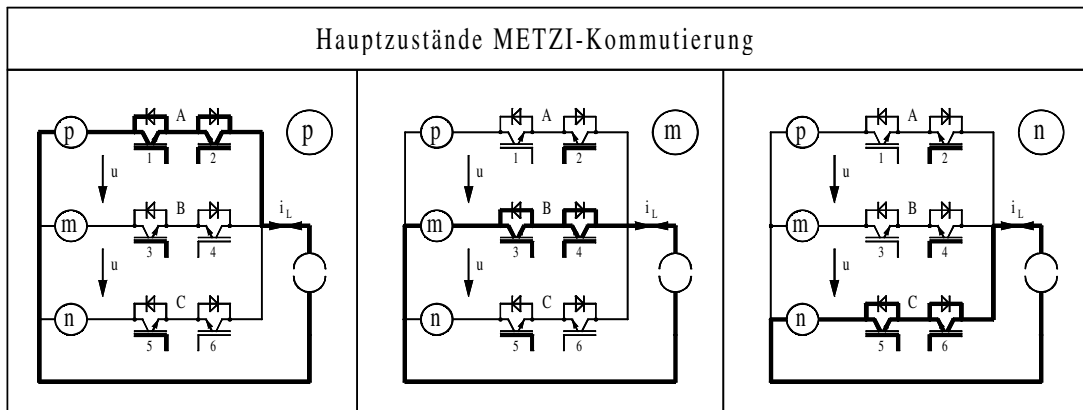


Abb. 4.27 Hauptzustände bei METZI-Kommutierung

In Abb. 4.27 sind diese Hauptverbindungen an einer einphasigen Last dargestellt. An die Stelle der Quellen p, m und n ist je nach Sektor die entsprechende Eingangsspannung a, b und c nach Bild 4.26 zu setzen. Der Laststrom kann auf Grund der spannungsgeführten Kommutierung positiv oder negativ sein (beide Pfeilrichtungen). Im jeweiligen Hauptzweig (A, B, C) sind zwei Ventile angesteuert, so dass der Strom vom Netz zur Last und umgekehrt fließen kann.

Da in den nicht stromführenden Pfaden jeweils ein weiterer Schalter geschlossen ist, kann die Kommutierung ohne Verletzung der Grundregeln mit nur einem Zwischenschritt erfolgen.

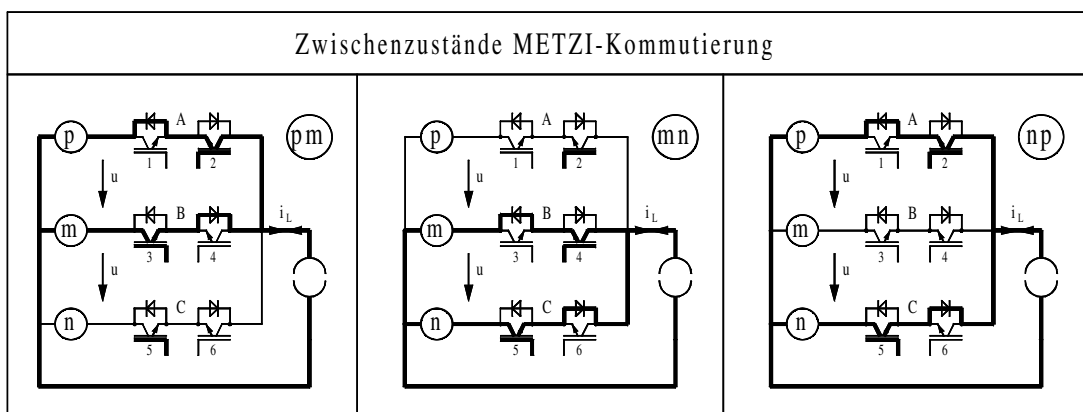


Abb. 4.28 Zwischenzustände bei METZI-Kommutierung

Der Stromfluss während der Zwischenzustände ist je nach Richtung auf die beiden Zweige p und m bei pm, m und n bei mn bzw. n und p bei np aufgeteilt (Abb. 4.28).

Damit ergibt sich folgende Schaltreihenfolge:

1. Öffnen des Schalters, der im Zielzustand nicht benötigt wird
2. Schließen des noch geöffneten Schalters im Hauptzweig des Endzustandes

Die gesamte Kommütierungsabfolge ist in Bild 4.29 zu sehen. Zwischen den dick eingezeichneten Hauptzuständen kann jeweils über einen Nebenschritt gewechselt werden. Die Verbindung zwischen Eingang und Last kann geöffnet, vollständig geschlossen oder unidirektional sein. Die entsprechende Stromrichtung ist durch einen Pfeil gekennzeichnet.

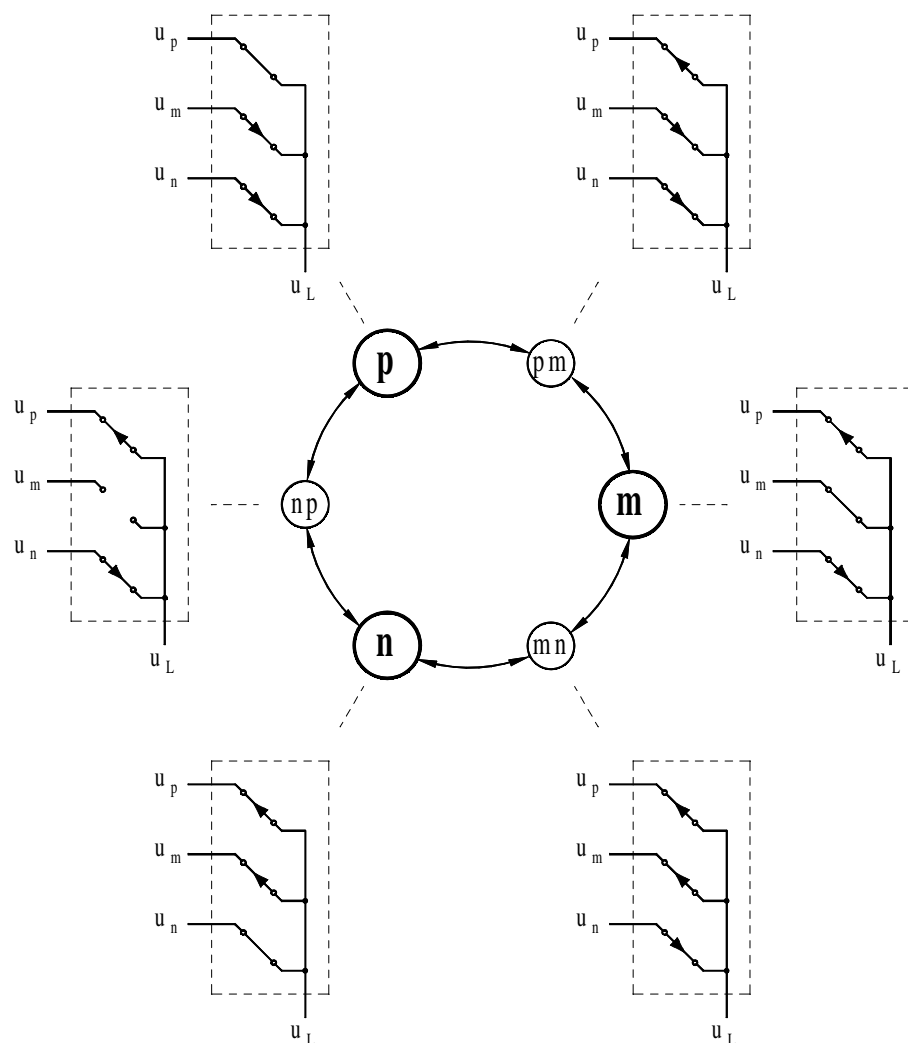


Abb. 4.29 Schaltfolge bei METZI-Kommütierung

Dem Laststrom steht in jedem Zustand ein Pfad für beide Richtungen zur Verfügung, so dass eine Unterbrechung infolge von Schalthandlungen ausgeschlossen ist.

Wird die Sektorengrenze jedoch unbemerkt überschritten, werden entweder die Spannungen u_p und u_m oder u_m und u_n vertauscht. Dadurch kommt es in fast allen Schaltzuständen zum Kurzschluss. Um dies zu verhindern, müsste die Vorzeichen-erfassung der Führungsgröße bis zu den Intervallgrenzen absolut fehlerfrei arbeiten. Gerade diese Ränder sind aber die im Abschnitt 4.3 betrachteten kritischen Bereiche, in denen die Bestimmung der Spannungsrichtung äußerst problematisch ist.

Das neue Verfahren soll die unterbrechungsfreie Stromübergabe ebenfalls in zwei Schritten ermöglichen, jedoch Fehler bei der Spannungsmessung tolerieren und somit kritische Zustände ausschließen.

4.4.2 Kommutierung mit 30° Sicherheit

Die Kurzschlussgefahr wird in einem spannungsgeführten Kommutierungsverfahren reduziert, je weniger Ventile gleichzeitig leiten. Dann kann der Stromwechsel, wie in Kapitel 4.2 gezeigt, in vier Schritten erfolgen. Auf der anderen Seite müssen zur Einsparung von Schaltschritten möglichst viele im Zielzustand benötigte Transistoren bereits vorher angesteuert sein.

Das neue Verfahren muss unter Beachtung dieser gegensätzlichen Tendenzen so optimiert werden, dass nur die minimal mögliche Anzahl von Schaltern bei gleichzeitiger Beibehaltung der 2-Schritt-Kommutierung geschlossen ist. Dafür werden zunächst die Hauptzustände genauer untersucht.

Zwischen der Last und der jeweiligen gleichnamigen Eingangsphase (p, m, n) muss eine bidirektionale Verbindung bestehen, es kann in den beiden anderen Zweigen maximal ein weiterer Transistor eingeschaltet sein.

Im Bereich der Intervallgrenzen sind zwei Spannungen nahezu gleich, die dritte hat ein entgegengesetztes Vorzeichen und unterscheidet sich damit deutlich von den leichter zu verwechselnden erstgenannten Spannungen. In einem Nachbarsektor sind u_p und u_m , in dem anderen u_m und u_n vertauscht. Um die Bezeichnungen für positive, mittlere und negative (p, m, n) Spannungen beizubehalten, entspricht das dem Wechsel der oberen zwei Schalter für das eine und der unteren beiden für das andere Nachbarintervall.

Deshalb muss für jeden Zustand untersucht werden, ob ein Schaltertausch das Kurzschließen der Eingangsspannung verursacht.

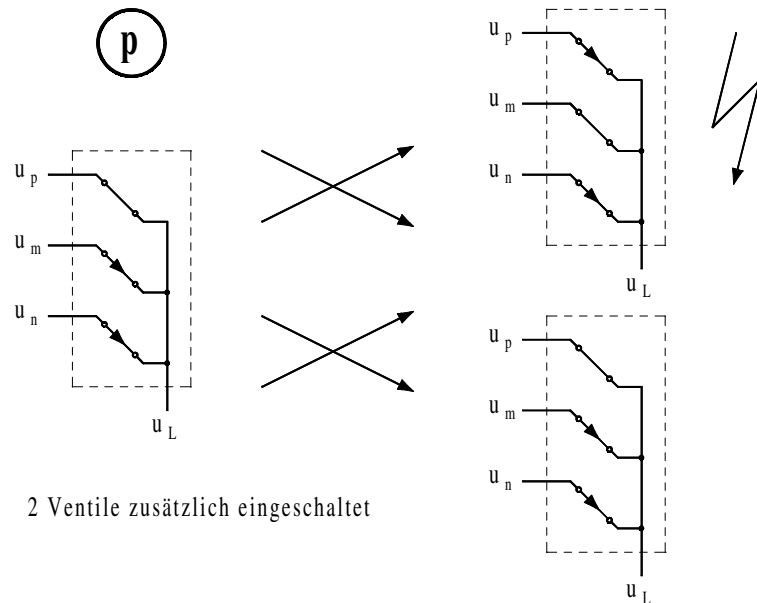


Abb. 4.30 Hauptzustand p mit zwei zusätzlich eingeschalteten Ventilen

Das Vertauschen der m- und n-Schalter hat keine Auswirkung, bei p und m führt dies zum Kurzschluss. Daher muss der mittlere Transistor im p-Zustand geöffnet sein.

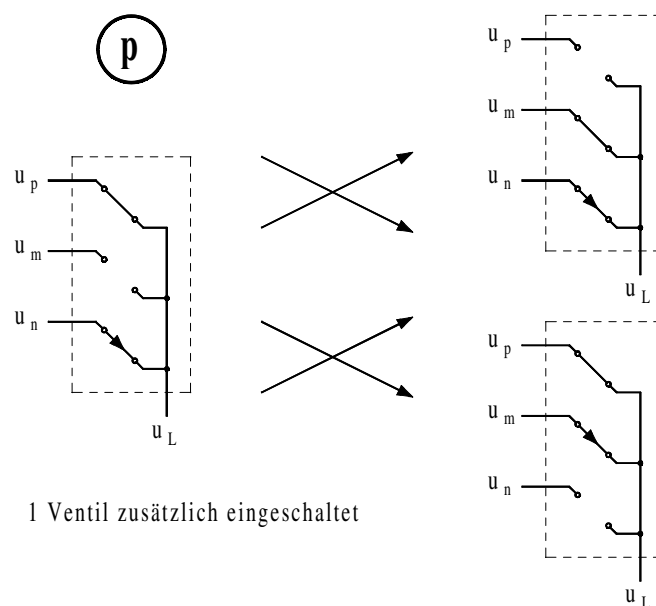


Abb. 4.31 Hauptzustand p mit einem zusätzlich eingeschalteten Ventil

Ein ähnliches Bild ergibt sich für den Zustand n. Hier entsteht ein Kurzschluss bei Tausch der unteren beiden Schalter, so dass zum gefahrlosen Überschreiten der Sektorgrenze ebenfalls der mittlere Transistor geöffnet bleiben muss (Abb. 4.33).

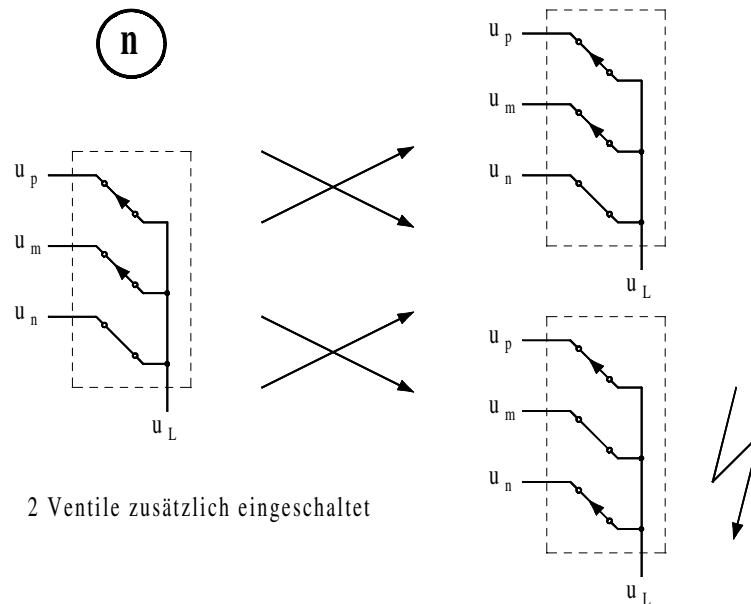


Abb. 4.32 Hauptzustand n mit zwei zusätzlich eingeschalteten Ventilen

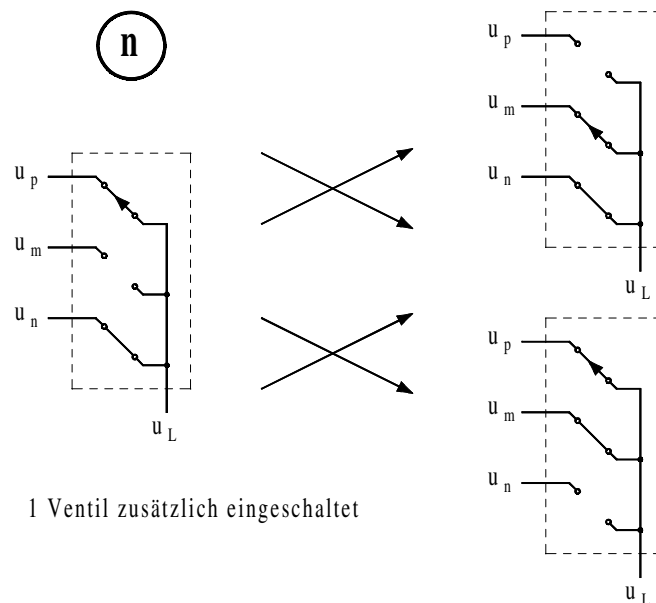


Abb. 4.33 Hauptzustand n mit einem zusätzlich eingeschalteten Ventil

Im Gegensatz zu den Hauptzuständen p und n wird im m-Zustand die Eingangsspannung sowohl durch Übertreten der vorderen als auch der hinteren Intervallgrenze kurzgeschlossen.

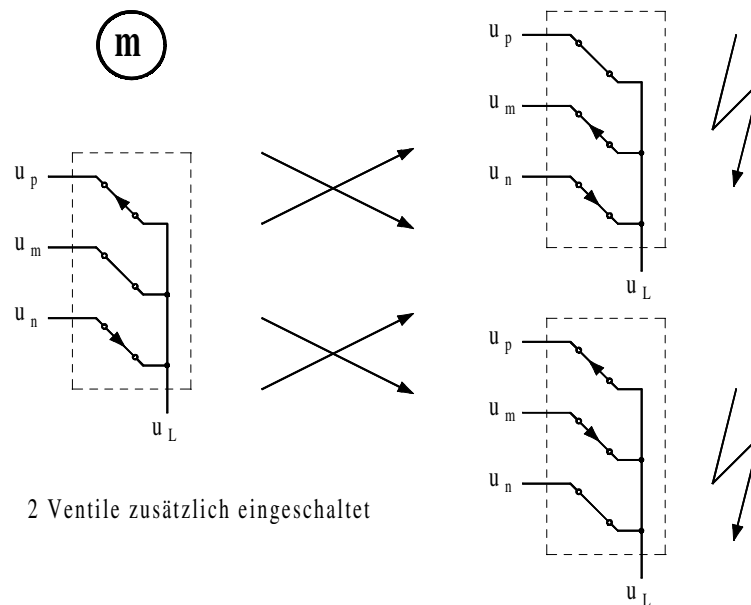


Abb. 4.34 Hauptzustand m mit zwei zusätzlich eingeschalteten Ventilen

Werden die Transistoren p und n nicht angesteuert, ist die Überschreitung beider Grenzen möglich. Die neuen p- und n-Schalterstellungen mit jeweils einem zusätzlich leitenden Transistor unterscheiden sich aber in allen drei Schaltern von dieser m-Stellung, so dass die Kommutierung nicht in zwei Schritten möglich ist.

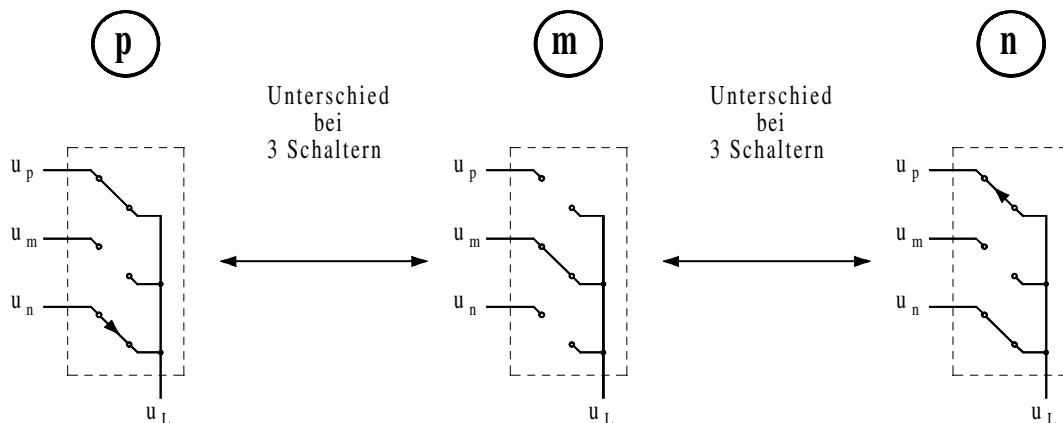


Abb. 4.35 Unterschied der Hauptzustände p, m und n

Soll für einen schnellen Pfadwechsel ein Ventil zusätzlich eingeschaltet sein, muss eine Fallunterscheidung zwischen der vorderen Grenze (a) und der hinteren (b) getroffen werden.

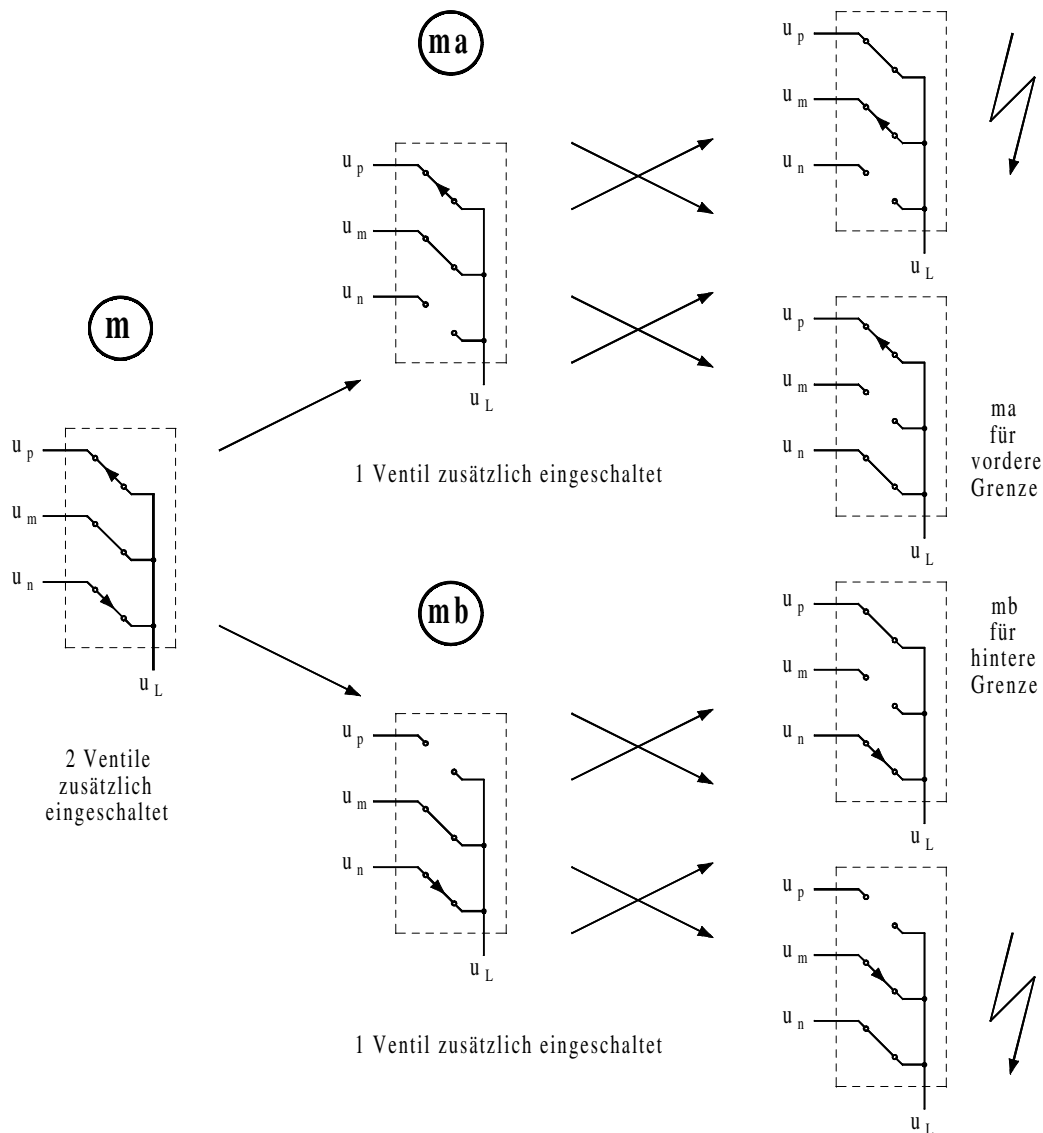


Abb. 4.36 Aufteilung des Hauptzustandes m in ma und mb

Der bisher für das gesamte Intervall geltende Zustand m wird je nach Lage durch ma und mb ersetzt.

Die gleichen Untersuchungen müssen für die Zwischenschritte durchgeführt werden. Da bei p und n keine Modifikationen von an der Kommutierung beteiligten Schaltern vorgenommen wurde, kann np unverändert übernommen werden.

Ähnliches gilt auch für die Zwischenzustände pm und mn. Da jedoch die Stufe m in ma und mb geteilt ist, muss auch der Zwischenschritt in a und b getrennt werden.

Im Anfangs- und Zielpunkt ist je ein anderer Schalter bidirektional geschlossen. Für eine unterbrechungsfreie Kommutierung muss der Transistor dieser Verbindung, dessen Stromrichtung durch den redundanten IGBT abgedeckt ist, ausgeschaltet und gleichzeitig der im Endzustand zusätzlich leitende angesteuert werden. Somit ist je Zweig ein Ventil leitend (insgesamt 3). Da die mögliche Richtung im Pfad p und n nicht geändert werden kann, ergeben sich zwei Zwischenzustände (za und zb), die sich je nach Position (a oder b) nur in der Richtung des Schalters m unterscheiden.

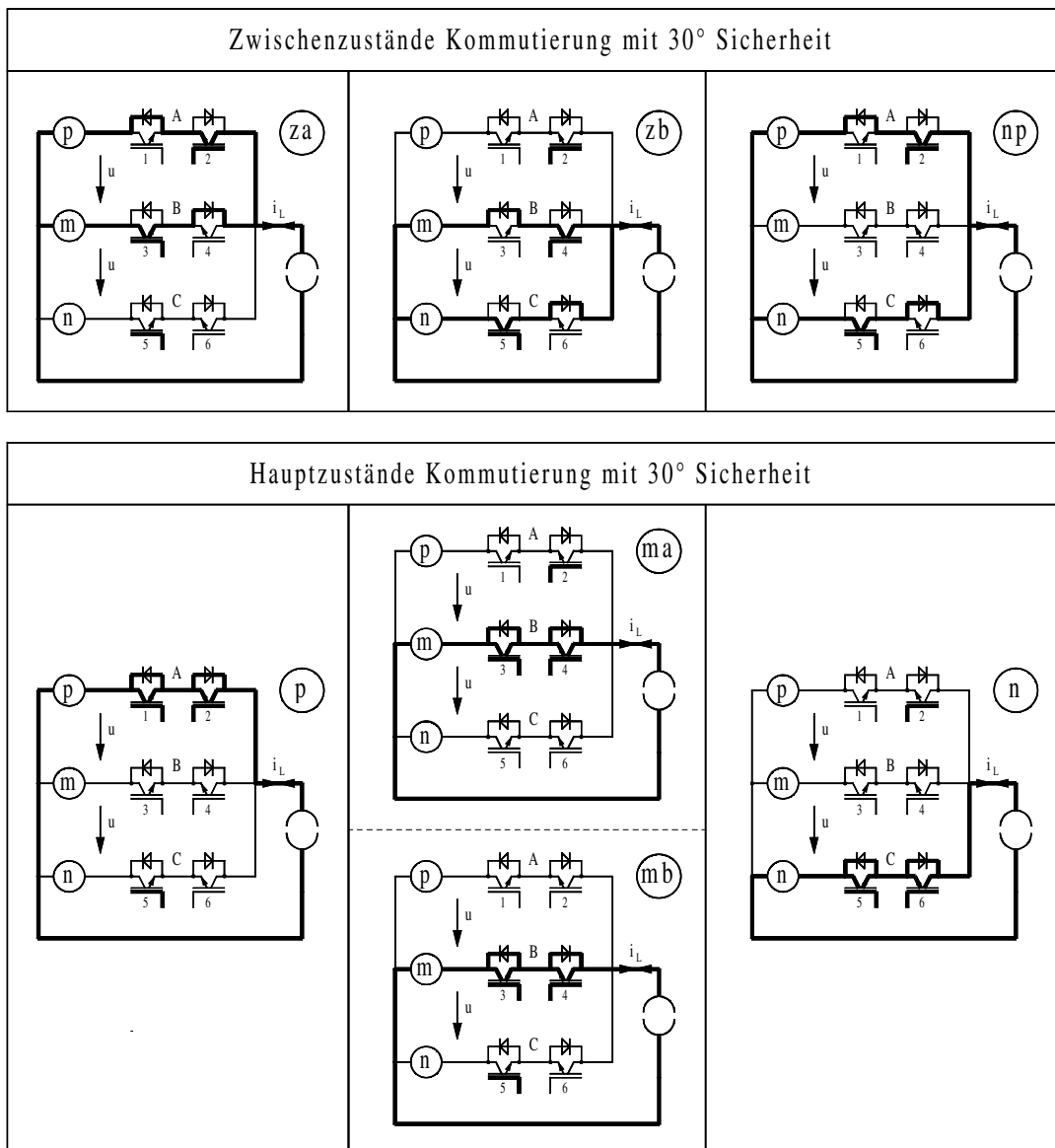


Abb. 4.37 Haupt- und Zwischenzustände Kommutierung mit 30° Sicherheit

Wie bei der METZI-Kommutierung ist der Wechsel unter den dick eingezeichneten Hauptzuständen über jeweils einen Zwischenschritt möglich. Die unidirektionale Schalterstellung ist durch Pfeil gekennzeichnet.

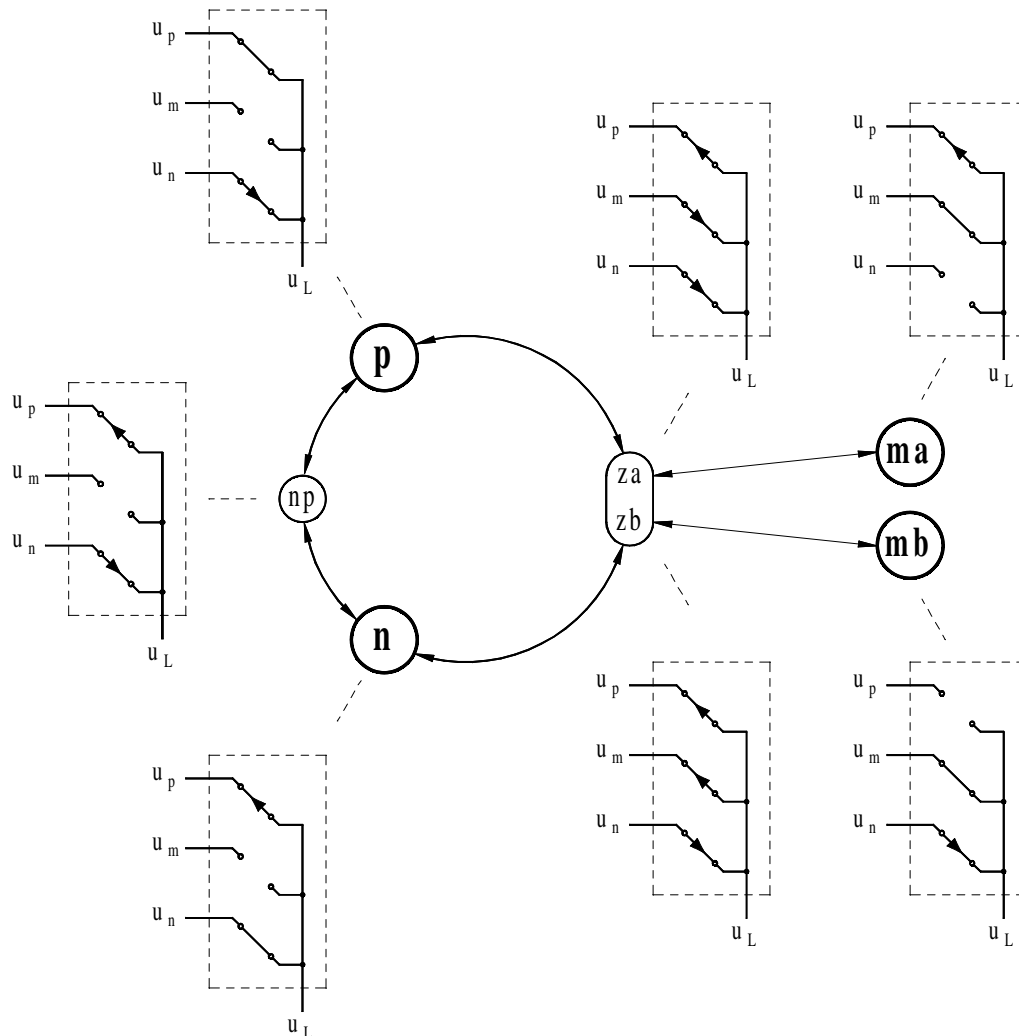


Abb. 4.38 Schaltfolge bei Kommutierung mit 30° Sicherheit

Dem Laststrom steht in allen Schalterstellungen ein Pfad für jede Richtung zur Verfügung. Ein Transistor wird erst abgeschaltet, wenn im vorhergehenden Schritt bereits ein Ventil für diese Richtung geschlossen war. Das Diagramm 4.38 kann dabei auf allen eingezeichneten Wegen beliebig durchlaufen werden.

Die Eingangsspannung wird in den zuvor festgelegten 60°-Blöcken niemals kurzgeschlossen. Die Intervallgrenzen und die Nachbarsektoren müssen noch genauer untersucht werden.

In der Tabelle 4.39 ist die maximal mögliche Dauer der einzelnen Schaltstellungen über die Sektorgrenzen hinaus dargestellt.

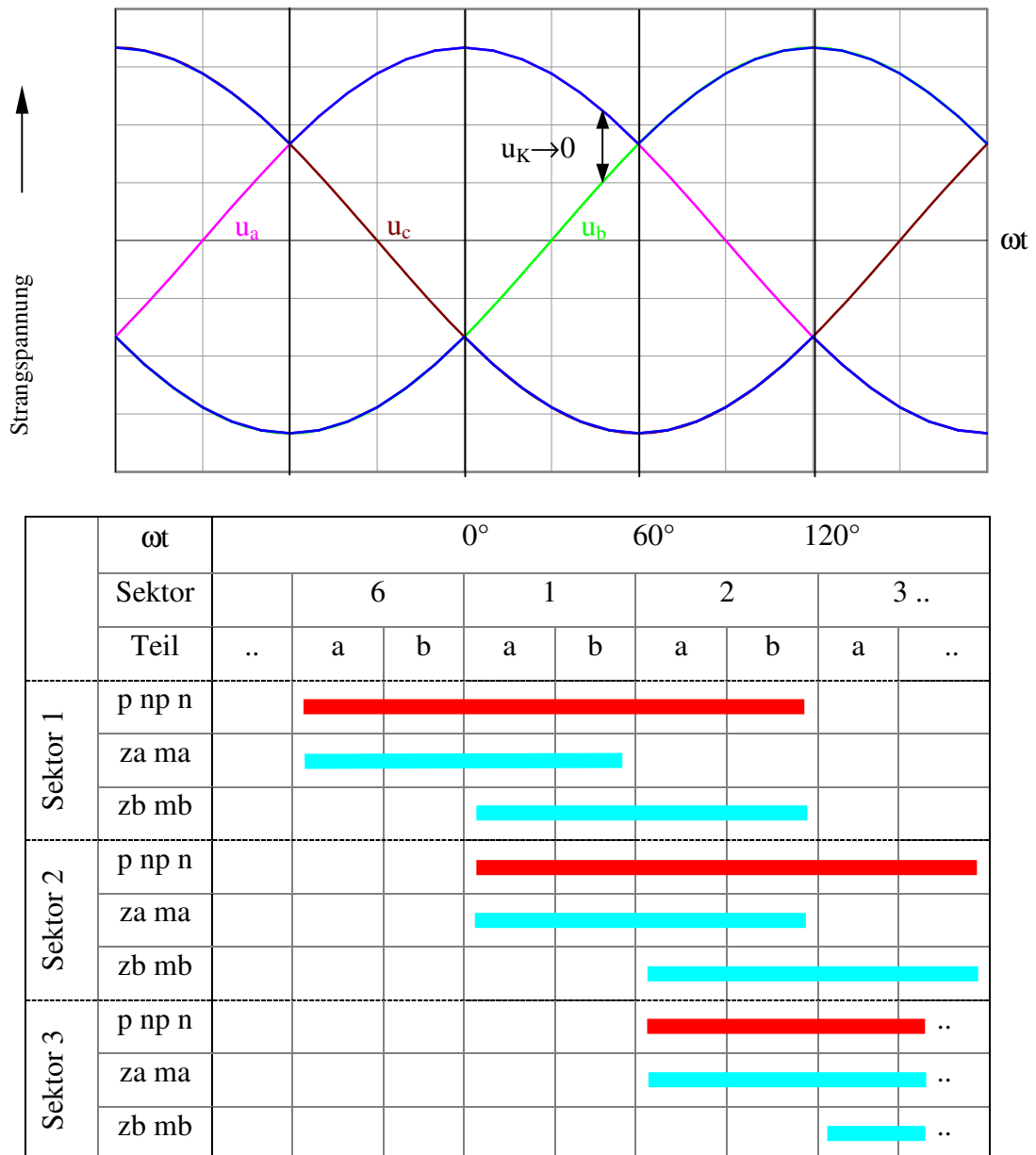


Abb. 4.39 Sektorzuordnung bei Kommutierung mit 30° Sicherheit

Die Zustände p, np und n können im Hauptintervall (z. B. 1) und im gesamten vorderen (6) und hinteren (2) Nachbarextant eingeschaltet werden, ohne dabei einen Kurzschluss der Eingangsspannung zu verursachen.

Die Stellungen za und ma dürfen ebenfalls im eigenen (1), aber nur im Vorgängerintervall (6), zb und mb dafür im Nachfolgesektor (2) gesetzt werden.

Die Bezeichnung vor und hinter gilt nur bei mathematisch positiver Drehrichtung des Dreiphasensystems, bei entgegengesetztem Richtungssinn ist diese zu vertauschen.

Führt man den Wechsel zwischen a und b jeweils in der Blockmitte aus (für Sektor 1 bei 30°), so ist dafür auf jeder Seite eine Sicherheitsreserve von 30° vorhanden.

Werden die Größen über A/D-Wandler in den Controller eingelesen reicht es aus, entweder zwei Strang- oder zwei Leiter-Leiter-Spannungen zu erfassen, da daraus die Berechnung aller anderen Werte einschließlich der Vorzeichenwechsel möglich ist. Die Intervallmitte kann aber auch über den Nulldurchgang der jeweils mittleren Strangspannung detektiert oder durch Rechnung im DSP aus der Richtungsänderung der verketteten Größen bestimmt werden.

Mit diesem Verfahren wird eine Netzperiode in 12 Blöcke (1a, 1b, 2a .. 6a, 6b) von jeweils 30° unterteilt. Der Wechsel zwischen den 60°-Hauptsektoren erfolgt bei Nulldurchgang der verketteten Spannung, der darin liegende 30°-Übergang wird bei Richtungsumkehr einer Stranggröße durchgeführt (Abb. 4.39). An den Hauptgrenzen werden die Eingangsphasen den Schaltern für p, np und n zugeordnet, der Wechsel a nach b für die Zustände z und m findet an den Hilfsgrenzen statt. Die Zuordnung der Schaltzustände 30° vor oder nach der Grenze bleibt ohne gefährliche Folgen.

Dadurch werden unter Beibehaltung der schnellen 2-Schritt-Kommutierung kritische Bereiche vermieden, da Messfehler der Eingangsspannung und damit der Phasenlage um $\pm 30^\circ$ zu keinem problematischen Zustand führen.

5 Beschreibung von Steuerverfahren

Dreiphasige Direktumrichter sind seit vielen Jahren vor allem bei der Speisung von langsamlaufenden Synchronmaschinen bekannt. Ab Mitte der sechziger Jahre wurde neben der natürlichen auch die Zwangskommutierung eingesetzt, um die Qualität der Ausgangsspannung und den Leistungsfaktor zu verbessern.

Die von L. Gyugyi 1970 und 1976 veröffentlichten Untersuchungen beinhalten außer einer systematischen Analyse von Direktumrichtern auch zwei Modulationsverfahren, die 1983 von M. Braun zur Steuerung eines Matrixumrichters kombiniert wurden. Bei diesen Methoden wird der Converter gedanklich in drei Teilumrichter zerlegt und jeweils eine dreiphasige Verbindung zwischen der Last und dem speisenden Netz durch die Matrix geschaltet.

Das 1980 von A. Alesina und M. Venturini vorgestellte Verfahren beruht ebenfalls auf dem aus Teilumrichtern zusammengesetzten Gedankenmodell, bei dem die Ansteuerung der Halbleiterschalter jedoch über Sinusmodulation erfolgt. Drei Jahre später konnte von M. Maytum das maximale Spannungsübersetzungsverhältnis durch Überlagerung der dritten Harmonischen der Ausgangsfrequenz von 0,5 auf 0,86 erhöht werden. Die bei sinusförmigen Ein- und Ausgangsgrößen realisierbare Obergrenze von 86 % wird auch mit dem o. g. auf Raumzeigern basierenden Verfahren von M. Braun durch geeignete Wahl von Nullzeigern erreicht.

Das erste Verfahren, das die vom Zwischenkreisumrichter bekannte Raumzeigermodulation nutzt, wurde 1989 durch L. Huber eingeführt. Hier erfolgt keine Zerlegung in drei identische Teilumrichter, sondern eine fiktive Gleichrichtung mit anschließendem Wechselrichten. Bei dieser Methode wird auf dreiphasige Verbindungen zwischen Netz und Last verzichtet und die wellige Spannung zwischen jeweils zwei gewählten Eingangsklemmen ähnlich der Zwischenkreisspannung bei indirekten Umrichtern in vorher durch Raumzeigermodulation berechneten Anteilen auf den Ausgang geschaltet. Auch bei dieser Methode kann durch entsprechende Nullzeiger die Spannungsausbeute auf 0,86 erhöht werden.

Die Bildung der Pulsmuster über das Raumzeigermodell ist das am häufigsten eingesetzte Berechnungsverfahren. Es wurde in den letzten Jahren weiterentwickelt und die Steuerverfahren nach verschiedenen Gesichtspunkten optimiert.

5.1 Übertragungsverhalten der Schaltermatrix

Zur Bestimmung der Übertragungsfunktion werden die Ein- und Ausgangsgrößen festgelegt. Die Matrix (ohne Filter) besteht aus 9 bidirektionalen Ventilen, die ideales Schaltverhalten besitzen. Die Eingangsgrößen werden mit kleinem Index (a, b, c), die entsprechenden Werte am Ausgang mit großen Buchstaben (A, B, C) gekennzeichnet.

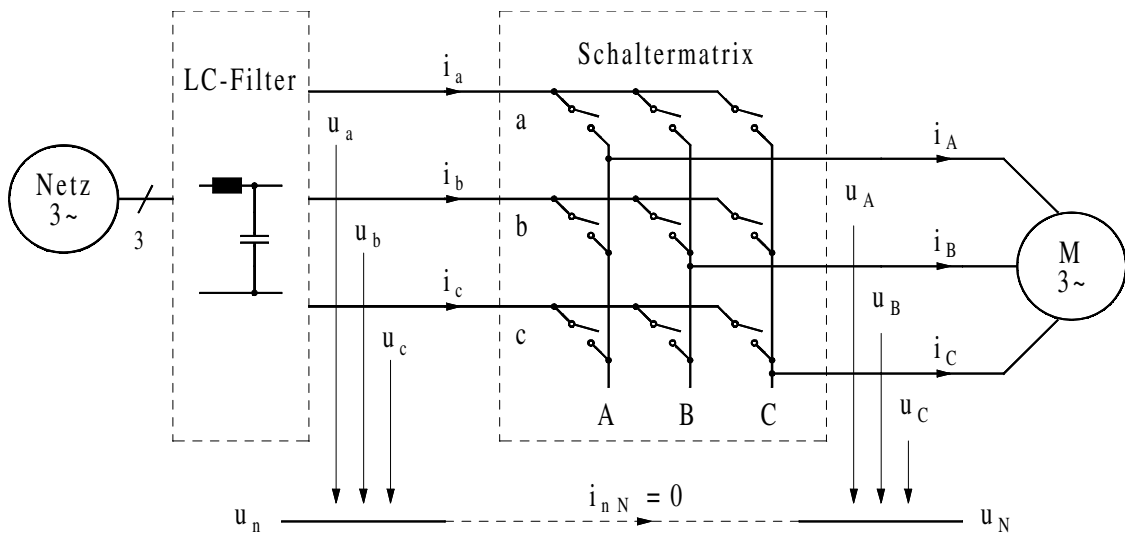


Abb. 5.1 Ein- und Ausgangsgrößen der Schaltermatrix

Die in Abb. 5.1 eingezeichneten Nullpunkte (u_n und u_N) haben im allgemeinen unterschiedliches Potential, da zwischen ihnen keine direkte Verbindung besteht und somit der Strom (i_{nN}) Null ist. Die verkettete Spannung wird zur Unterscheidung von den Stranggrößen mit V (Voltage) bezeichnet. Die Berechnung erfolgt mit:

$$\begin{aligned} v_{ab} &= u_a - u_b \\ v_{bc} &= u_b - u_c \\ v_{ca} &= u_c - u_a \end{aligned} \tag{5.1}$$

Da zur Einhaltung der im Kapitel 4 aufgezeigten Grundregeln von den senkrecht untereinander stehenden drei Schaltern immer genau einer geschlossen sein muss, ergeben sich insgesamt $3^3 = 27$ mögliche Kombinationen, die genauer zu untersuchen sind.

5.1.1 Mögliche Schaltkombinationen

Die Schaltkombinationen können je nach Anzahl der Verbindungen zwischen der Last und dem Eingang in drei Gruppen eingeteilt werden. Bei den Zuständen vom Typ 1 besteht eine einphasige Verschaltung aller drei Ausgangsphasen auf eine Eingangsklemme, beim Typ 2 ist diese zweiphasig, so dass ein Eingangs- mit einem Ausgangsleiter und die beiden verbleibenden Ausgangsphasen zusammen auf eine Eingangsklemme gelegt sind. In der Gruppe 3 ist jeweils ein Leiter der Last- auf die Eingangsseite und damit eine dreiphasige Verbindung geschaltet.

Die Schaltzustände vom Typ 1 sind in der Tabelle 5.2 dargestellt.

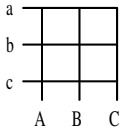



Typ	Nr.	Bez.		Ausgang ABC	Eingangsstrom			Ausgangsspannung (verkettet)		
					i_a	i_b	i_c	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}
1	1	Null1		aaa	0	0	0	0	0	0
	2	Null2		bbb	0	0	0	0	0	0
	3	Null3		ccc	0	0	0	0	0	0

Abb. 5.2 Ausgangsspannung und Eingangsstrom in der Gruppe 1

Da die jeweiligen Spannungen gleich groß sind, ist neben der Leiter-Leiter-Spannung auch der Eingangsstrom gleich Null. Diese Nullzeiger entkoppeln die Eingangs- von der Ausgangsseite.

Die 18 Zustände vom Typ 2 können in drei Untergruppen geteilt werden. Da die Verbindung zweiphasig ist, fließt der betreffende Laststrom der einzelnen Ausgangsphase auch auf der Eingangsseite. Die Bezeichnung wurde entsprechend dieses Ausgangsstromes gewählt, bei A fließt am Eingang der Strom i_A , bei B nur i_B und bei C nur i_C . Die zugehörige Nummer (1 bis 3) drückt aus, in welchem Eingangsleiter (a bis c) der Strom in den mit + gekennzeichneten Kombinationen in positiver, andernfalls in negativer Richtung zur Last gelangt (Abb. 5.3).

Typ	Nr.	Bez.		Ausgang ABC	Eingangsstrom			Ausgangsspannung (verkettet)		
					i_a	i_b	i_c	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}
2	4	A+1		abb	i_A	$-i_A$	0	v_{ab}	0	$-v_{ab}$
	5	A+2		bcc	0	i_A	$-i_A$	v_{bc}	0	$-v_{bc}$
	6	A+3		caa	$-i_A$	0	i_A	v_{ca}	0	$-v_{ca}$
	7	A-1		baa	$-i_A$	i_A	0	$-v_{ab}$	0	v_{ab}
	8	A-2		cbb	0	$-i_A$	i_A	$-v_{bc}$	0	v_{bc}
	9	A-3		acc	i_A	0	$-i_A$	$-v_{ca}$	0	v_{ca}
	10	B+1		bab	i_B	$-i_B$	0	$-v_{ab}$	v_{ab}	0
	11	B+2		cbc	0	i_B	$-i_B$	$-v_{bc}$	v_{bc}	0
	12	B+3		aca	$-i_B$	0	i_B	$-v_{ca}$	v_{ca}	0
	13	B-1		aba	$-i_B$	i_B	0	v_{ab}	$-v_{ab}$	0
	14	B-2		bc b	0	$-i_B$	i_B	v_{bc}	$-v_{bc}$	0
	15	B-3		cac	i_B	0	$-i_B$	v_{ca}	$-v_{ca}$	0
	16	C+1		bba	i_C	$-i_C$	0	0	$-v_{ab}$	v_{ab}
	17	C+2		ccb	0	i_C	$-i_C$	0	$-v_{bc}$	v_{bc}
	18	C+3		aac	$-i_C$	0	i_C	0	$-v_{ca}$	v_{ca}
	19	C-1		aab	$-i_C$	i_C	0	0	v_{ab}	$-v_{ab}$
	20	C-2		bbc	0	$-i_C$	i_C	0	v_{bc}	$-v_{bc}$
	21	C-3		cca	i_C	0	$-i_C$	0	v_{ca}	$-v_{ca}$

Abb. 5.3 Ausgangsspannung und Eingangsstrom in der Gruppe 2

Die verbleibenden sechs Schaltkombinationen, die dreiphasig verbinden und deshalb zum Typ 3 gehören, werden in zwei Untergruppen aufgeteilt.

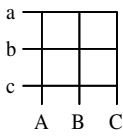






Typ	Nr.	Bez.		Ausgang	Eingangsstrom			Ausgangsspannung (verkettet)		
				ABC	i_a	i_b	i_c	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
3	22	Syn1		abc	i_A	i_B	i_C	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
	23	Syn2		cab	i_B	i_C	i_A	V_{ca}	V_{ab}	V_{bc}
	24	Syn3		bca	i_C	i_A	i_B	V_{bc}	V_{ca}	V_{ab}
	25	Inv1		acb	i_A	i_C	i_B	$-V_{ca}$	$-V_{bc}$	$-V_{ab}$
	26	Inv2		bac	i_B	i_A	i_C	$-V_{ab}$	$-V_{ca}$	$-V_{bc}$
	27	Inv3		cba	i_C	i_B	i_A	$-V_{bc}$	$-V_{ab}$	$-V_{ca}$

Abb. 5.4 Ausgangsspannung und Eingangsstrom in der Gruppe 3

Bei den als synchron bezeichneten Schaltkombinationen ist die Drehrichtung des Eingangs- und des Ausgangssystems gleich (liest man die Zeile Eingangsstrom von i_a über i_b nach i_c , läuft die Lastseite ebenfalls in Richtung $A \rightarrow B \rightarrow C$). Im Gegensatz dazu ist die Drehrichtung der inversen Untergruppe $C \rightarrow B \rightarrow A$.

Die Nummerierung (1 bis 3) entspricht dem Laststrom (A bis C) der in der Eingangsphase a fließt.

Die verkettete Spannungsrichtung ist bei den synchronen Schaltzuständen positiv, in der inversen Gruppe entgegengesetzt zur Richtung der Eingangsspannung und darf nicht mit einem bestimmten Augenblickswert verwechselt werden.

Zur Ermittlung der Übertragungsfunktion der Matrix ist es zweckmäßig, die jeweiligen Ein- und Ausgangsgrößen für die gefundenen Schaltkombinationen genauer zu untersuchen und als Raumzeiger darzustellen.

5.1.2 Übertragungsverhalten in Raumzeigerdarstellung

Für die Darstellung als Raumzeiger wird folgendes Koordinatensystem mit den drei um jeweils 120° versetzten allgemeinen bezeichneten Achsen a, b, c und dem zugehörigen System in kartesischen α - β -Koordinaten zugrunde gelegt:

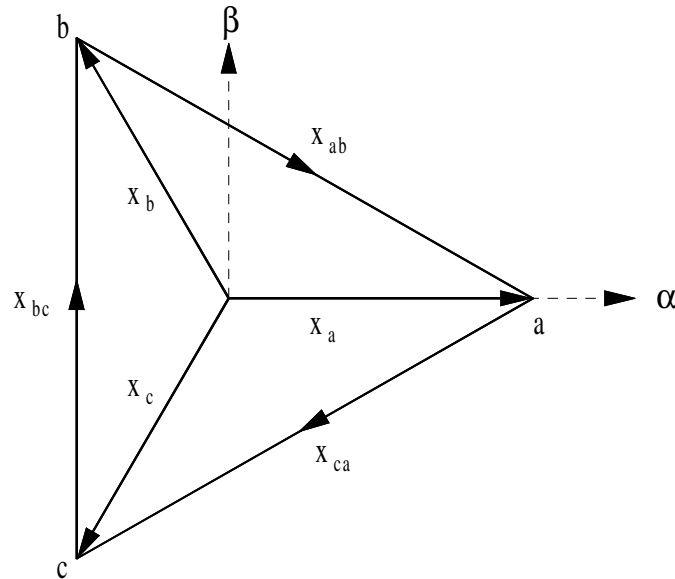


Abb. 5.5 Koordinatensystem für die Raumzeigerdarstellung

Unter Nutzung des Drehoperators

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{und} \quad \underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad \text{sowie} \quad \underline{a}^3 = 1 \quad (5.2)$$

berechnet sich der Raumzeiger allgemein aus

$$\begin{aligned} \underline{x} &= \frac{2}{3} (x_a + x_b \underline{a} + x_c \underline{a}^2) \\ \underline{x} &= \alpha + j\beta \end{aligned} \quad (5.3)$$

wobei die Komponenten $\alpha = \text{Re}\{\underline{x}\}$ der Realteil und $\beta = \text{Im}\{\underline{x}\}$ der Imaginärteil des Zeigers \underline{x} sind.

Damit können Eingangsspannung und Eingangsstrom wie folgt angegeben werden:

$$\underline{i}_{in} = \frac{2}{3}(\underline{i}_a + \underline{i}_b \underline{a} + \underline{i}_c \underline{a}^2) \quad (5.4)$$

$$\underline{u}_{in} = \frac{2}{3}(\underline{u}_a + \underline{u}_b \underline{a} + \underline{u}_c \underline{a}^2) \quad (5.5)$$

Entsprechend gilt für die Ausgangsseite:

$$\underline{i}_{out} = \frac{2}{3}(\underline{i}_A + \underline{i}_B \underline{a} + \underline{i}_C \underline{a}^2) \quad (5.6)$$

$$\underline{u}_{out} = \frac{2}{3}(\underline{u}_A + \underline{u}_B \underline{a} + \underline{u}_C \underline{a}^2) \quad (5.7)$$

$$\underline{v}_{out} = \frac{2}{3}(\underline{u}_{AB} + \underline{u}_{BC} \underline{a} + \underline{u}_{CA} \underline{a}^2) \quad (5.8)$$

Gleichung 5.7 gibt den Raumzeiger der Strangspannung, 5.8 den der verketteten Größe an.

Werden die Gleichungen nach 5.1 in 5.8 eingesetzt, erhält man unter Nutzung von 5.2

$$\begin{aligned} \underline{v}_{out} &= \frac{2}{3}(\underline{u}_A - \underline{u}_B + (\underline{u}_B - \underline{u}_C) \underline{a} + (\underline{u}_C - \underline{u}_A) \underline{a}^2) \\ &= \frac{2}{3}(\underline{u}_A (1 - \underline{a}^2) + \underline{u}_B (\underline{a} - 1) + \underline{u}_C (\underline{a}^2 - \underline{a})) \\ &= (1 - \underline{a}^2) \frac{2}{3}(\underline{u}_A + \underline{u}_B \underline{a} + \underline{u}_C \underline{a}^2) \\ &= (1 - \underline{a}^2) \cdot \underline{u}_{out} \end{aligned} \quad (5.9)$$

und mit $1 - \underline{a}^2 = \sqrt{3} \cdot e^{j\frac{\pi}{6}}$ (5.10)

folgt: $\underline{v}_{out} = \sqrt{3} \cdot e^{j\frac{\pi}{6}} \cdot \underline{u}_{out}$ (5.11)

Der Raumzeiger der verketteten Spannung ist um den Faktor $\sqrt{3}$ größer und um 30° gedreht. Zur besseren Übersicht wird in den nachfolgenden Darstellungen der Winkel im Bereich von 0° bis 360° angegeben.

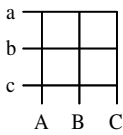


















Typ	Nr.	Bez.		Ausgang ABC	Eingangsstrom		Ausgangsspannung			
					$ \underline{i}_{in} $	$\angle \underline{i}_{in}$	Leiter-Leiter		Strang	
							$ \underline{v}_{out} $	$\angle \underline{v}_{out}$	$ \underline{u}_{out} $	$\angle \underline{u}_{out}$
2	4	A+1		abb	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_A$	330°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ab}$	30°	$\frac{2}{3} v_{ab}$	0°
	5	A+2		bcc	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_A$	90°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{bc}$	30°	$\frac{2}{3} v_{bc}$	0°
	6	A+3		caa	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_A$	210°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ca}$	30°	$\frac{2}{3} v_{ca}$	0°
	7	A-1		baa	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_A$	150°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ab}$	210°	$\frac{2}{3} v_{ab}$	180°
	8	A-2		cbb	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_A$	270°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{bc}$	210°	$\frac{2}{3} v_{bc}$	180°
	9	A-3		acc	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_A$	30°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ca}$	210°	$\frac{2}{3} v_{ca}$	180°
	10	B+1		bab	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_B$	330°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ab}$	150°	$\frac{2}{3} v_{ab}$	120°
	11	B+2		cbc	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_B$	90°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{bc}$	150°	$\frac{2}{3} v_{bc}$	120°
	12	B+3		aca	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_B$	210°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ca}$	150°	$\frac{2}{3} v_{ca}$	120°
	13	B-1		aba	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_B$	150°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ab}$	330°	$\frac{2}{3} v_{ab}$	300°
	14	B-2		bcb	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_B$	270°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{bc}$	330°	$\frac{2}{3} v_{bc}$	300°
	15	B-3		cac	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_B$	30°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ca}$	330°	$\frac{2}{3} v_{ca}$	300°
	16	C+1		bba	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_C$	330°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ab}$	270°	$\frac{2}{3} v_{ab}$	240°
	17	C+2		ccb	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_C$	90°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{bc}$	270°	$\frac{2}{3} v_{bc}$	240°
	18	C+3		aac	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_C$	210°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ca}$	270°	$\frac{2}{3} v_{ca}$	240°
	19	C-1		aab	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_C$	150°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ab}$	90°	$\frac{2}{3} v_{ab}$	60°
	20	C-2		bbc	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_C$	270°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{bc}$	90°	$\frac{2}{3} v_{bc}$	60°
	21	C-3		cca	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_C$	30°	$\frac{2}{\sqrt{3}} v_{ca}$	90°	$\frac{2}{3} v_{ca}$	60°

Abb. 5.6 Spannungs- und Stromzeiger der Gruppe 2

In den Abb. 5.6 und 5.7 sind die Raumzeiger der Ein- und Ausgangsgrößen der Gruppen 2 und 3 aufgeführt, der Typ 1 besteht nur aus Nullzeigern.

Die jeweils entsprechenden Größen wurden mit der gleichen Farbe gekennzeichnet, sich gegenüber liegende Zeiger (180° versetzt) durch aufwärts führende Linien (unter 180°) bzw. abwärts gerichtete Schraffur (über 180°) in den beiden Tabellen dargestellt.

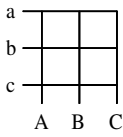
Typ	Nr.	Bez.		Ausgang ABC	Eingangsstrom		Ausgangsspannung			
							Leiter-Leiter		Strang	
					$ \underline{i}_{in} $	$\angle \underline{i}_{in}$	$ \underline{v}_{out} $	$\angle \underline{v}_{out}$	$ \underline{u}_{out} $	$\angle \underline{u}_{out}$
3	22	Syn1		abc	$ \underline{i}_{out} $	$\angle \underline{i}_{in}$	$ \underline{v}_{in} $	$\angle \underline{v}_{in}$	$ \underline{u}_{in} $	$\angle \underline{u}_{in}$
	23	Syn2		cab	$ \underline{i}_{out} $	$\angle \underline{i}_{in} + 120^\circ$	$ \underline{v}_{in} $	$\angle \underline{v}_{in} + 120^\circ$	$ \underline{u}_{in} $	$\angle \underline{u}_{in} + 120^\circ$
	24	Syn3		bca	$ \underline{i}_{out} $	$\angle \underline{i}_{in} + 240^\circ$	$ \underline{v}_{in} $	$\angle \underline{v}_{in} + 240^\circ$	$ \underline{u}_{in} $	$\angle \underline{u}_{in} + 240^\circ$
	25	Inv1		acb	$ \underline{i}_{out} $	$-\angle \underline{i}_{in}$	$ \underline{v}_{in} $	$-\angle \underline{v}_{in}$	$ \underline{u}_{in} $	$-\angle \underline{u}_{in}$
	26	Inv2		bac	$ \underline{i}_{out} $	$-\angle \underline{i}_{in} + 120^\circ$	$ \underline{v}_{in} $	$-\angle \underline{v}_{in} + 120^\circ$	$ \underline{u}_{in} $	$-\angle \underline{u}_{in} + 120^\circ$
	27	Inv3		cba	$ \underline{i}_{out} $	$-\angle \underline{i}_{in} + 240^\circ$	$ \underline{v}_{in} $	$-\angle \underline{v}_{in} + 240^\circ$	$ \underline{u}_{in} $	$-\angle \underline{u}_{in} + 240^\circ$

Abb. 5.7 Spannungs- und Stromzeiger der Gruppe 3

Bei den Schaltzuständen vom Typ 3 sind die Winkel der zugehörigen Größen der Ein- und Ausgangsseite voneinander abhängig. Im Gegensatz dazu haben sie in der Gruppe 2 keinen Einfluss aufeinander und bilden feste Werte als Vielfaches von 60° . Die Länge der Zeiger wird hier von einer Strang- bzw. Leiter-Leiter-Größe bestimmt.

In der Gruppe 3 sind die Spannungs- und Stromzeiger ein- und ausgangsseitig gleich lang, so dass die Beträge gleich groß sind und keine Spannungs- bzw. Stromübersetzung stattfindet. Es erfolgt nur eine Winkeldrehung um 0° , 120° oder 240° . Bei den inversen Schaltkombinationen wird zusätzlich der Eingangswinkel gespiegelt und damit die Drehrichtung invertiert. Dadurch kehrt sich der Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung am Eingang ebenfalls auf der Ausgangsseite um.

Diese Ergebnisse können wie folgt zusammengefasst werden:

- Typ 1** bildet drei Nullzeiger, die die Eingangs- und Ausgangsseite voneinander entkoppeln.
- Typ 2** erzeugt feststehende 60° versetzte Zeiger, deren Länge vom Ausgangsstrom bzw. von der Eingangsspannung abhängen.
- Typ 3** verursacht sich drehende Zeiger, die eingangs- und ausgangsseitig gleich lang sind. Drei synchrone Zeiger (120° versetzt) laufen in der jeweiligen Drehrichtung, die drei inversen drehen sich gegenläufig und kehren den Phasenwinkel der Eingangsseite am Ausgang um.

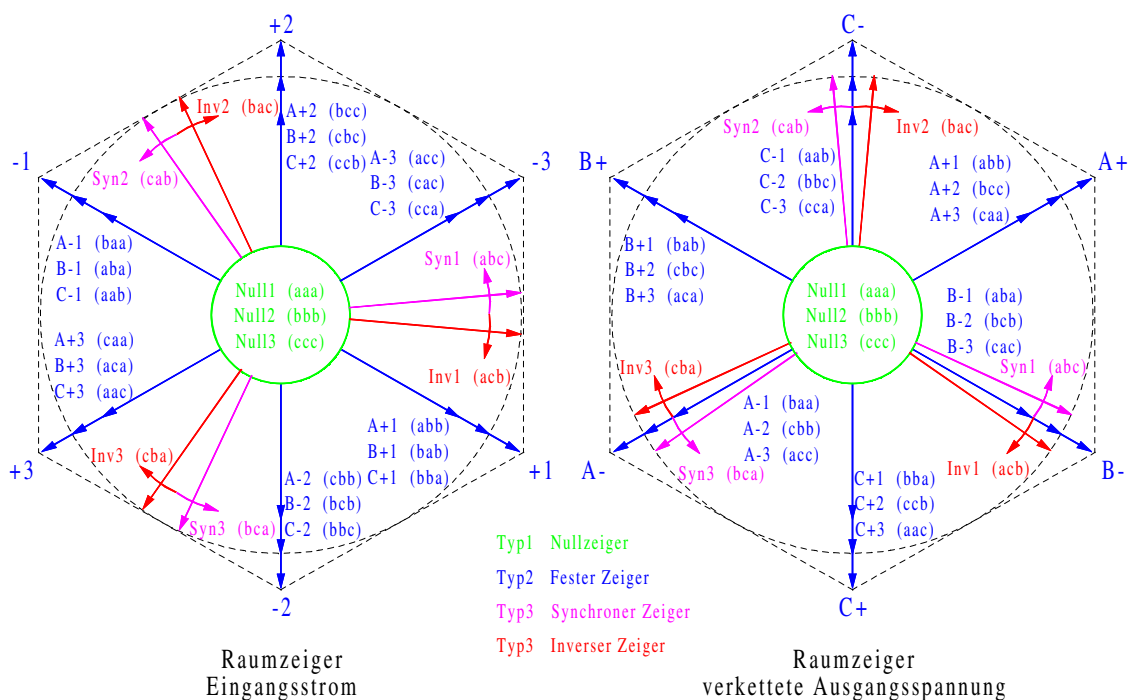


Abb. 5.8 Raumzeiger Eingangsstrom und verkettete Ausgangsspannung

In Abb. 5.8 sind die Raumzeiger des Eingangsstromes sowie der verketteten Ausgangsspannung eingezeichnet. Die Festzeiger liegen jeweils 60° versetzt übereinander. Für die Darstellung der Strangspannung muss das rechte Diagramm um 30° gedreht werden, zwischen den Spannungs- und Stromzeigern liegt dann ein Winkel von 30° .

5.2 Steuerfunktion mit dreiphasigen Schaltkombinationen

Um den Matrixumrichter über solche Schaltzustände zu betreiben, die jeweils eine direkte Verbindung zwischen einer Eingangs- und einer Ausgangsphase herstellen, wird der Converter gedanklich in drei identische Teilumrichter zerlegt.

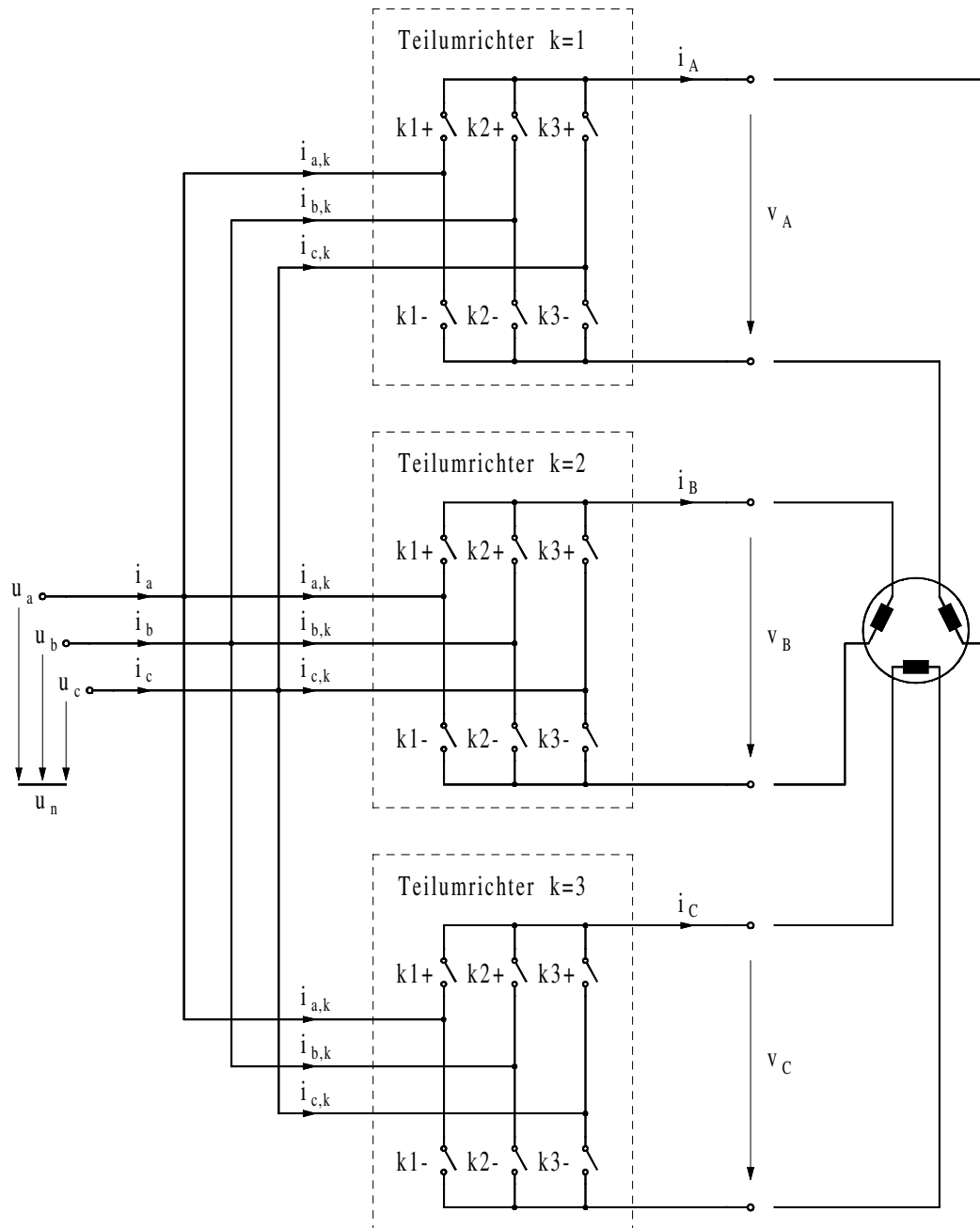


Abb. 5.9 Schaltungsprinzip Matrixconverter bestehend aus drei Teilumrichtern

Die Grundregeln der Kommutierung müssen auch bei diesem Gedankenmodell eingehalten werden, so dass bei den drei Teilumrichtern immer ein Ventil in der oberen Brückenhälfte (mit + gekennzeichnet) und ein unterer Transistor (mit – bezeichnet) leitend ist.

Damit ergeben sich für den ersten (allgemein k-ten) Umrichter 9 Schaltkombinationen. Bei einem Wert von 1 ist der betreffende IGBT in der oberen bzw. bei –1 in der unteren Hälfte durchgesteuert.

Sind in einem Zweig gleichzeitig oberer und unterer Schalter geschlossen, ist das durch 0 gekennzeichnet, um eine Unterscheidung zum Nullzustand zu ermöglichen wenn beide geöffnet sind (0).

Funktion	Synchrone/Inverse Zeiger						Nullzeiger		
$h_{k,v}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

Abb. 5.10 Schaltkombinationen der Teilumrichter

Die zugehörige Übertragungsfunktion h ist in Tabelle 5.10 eingetragen. Der Zeiger dieser Funktion berechnet sich aus:

$$\underline{h}_k = \frac{2}{3} (\underline{h}_{k1} + \underline{h}_{k2} \underline{a} + \underline{h}_{k3} \underline{a}^2) \quad (5.12)$$

Liest man die Tabelle von links nach rechts, sind die ersten drei Zeiger jeweils um \underline{a} , die nachfolgenden drei um $-\underline{a}$ gedreht. Bei den jeweils komplementären Vektoren (besitzen an der gleichen Stelle eine 1), sind die beiden verbleibenden Phasen vertauscht, so dass sich der entgegengesetzte Drehsinn ergibt.

Die Zeiger der Teilumrichter 2 und 3 können ebenfalls um \underline{a} bzw. $-\underline{a}$ gegenüber dem ersten gedreht sein, so dass sich 9 unterschiedliche Gesamtfunktionen aus Kombination der in Tabelle 5.10 dargestellten Zustände ergeben.

Jeweils drei dieser Zustände entsprechen den im vorigen Abschnitt dargestellten synchronen bzw. inversen Zeigern (Syn1, 2, 3 und Inv1, 2, 3) sowie den zur Entkopplung der Ein- und Ausgangsseite notwendigen Nullzeigern (Null1, 2, 3).

Gesamt- funktion	Synchrone Zeiger			Inverse Zeiger			Nullzeiger		
	Syn1	Syn2	Syn3	Inv1	Inv2	Inv3	Null1	Null2	Null3
\underline{h}_1	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
\underline{h}_2	$\begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
\underline{h}_3	$\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

Abb. 5.11 Gesamtfunktionen der Schaltzustände

Die synchronen Schaltzustände werden im SSFC, die inversen im UFC Verfahren eingesetzt. Sie bilden die Grundlage für die in [10] beschriebene Kombination beider Funktionen zur getrennten Steuerung der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung.

5.2.1 SSFC und UFC Steuerfunktion

Wird jeweils nach der Periodendauer T_s in einen neuen Zustand umgeschaltet, entsteht ein Ausgangszeiger, der mit einer Frequenz rotiert, die von der Eingangs- und von der zugehörigen Schaltfrequenz f_s abhängt.

Werden für die Steuerung synchrone Zustände genutzt, bleibt dieser Zeiger hinter dem Eingangszeiger zurück. Er dreht sich mit steigender Ausgangsfrequenz immer langsamer, so dass mit dieser Modulationsart betriebene Direktumrichter als Slow Switching Frequency Changer (SSFC) bezeichnet werden.

$$\omega_{\text{out}} = \omega_{\text{in}} - \omega_s \quad (5.13)$$

Die lange Periodendauer führt zu einem ungünstigen Frequenzspektrum, der nutzbare Arbeitsbereich ist eingeschränkt. Im Gegensatz dazu wird beim Unrestricted Frequency Changer (UFC) durch Nutzung der inversen Zustände eine kurze Schaltperiode mit einem besseren Oberschwingungsspektrum erzielt.

$$\omega_{\text{out}} = \omega_s - \omega_{\text{in}} \quad (5.14)$$

Durch höherfrequentes Pulsen kann der jeweils um 120° springende Zeiger der synchronen bzw. inversen Zustände aus mehreren Anteilen zusammengesetzt werden, so dass ein kontinuierlich rotierender Funktionszeiger

$$\underline{h}_s = h_s \cdot e^{j(\omega_{\text{in}} - \omega_{\text{out}})t} \quad (5.15)$$

$$\underline{h}_u = h_u \cdot e^{j(\omega_{\text{in}} + \omega_{\text{out}})t} \quad (5.16)$$

für das SSFC bzw. UFC Verfahren entsteht. Der Faktor h_s und h_u gibt die auf die maximal mögliche Ausgangsspannung bezogene relative Verstärkung an, die zwischen 0 und 1 liegt. Die Gesamtfunktion für alle drei Teilumrichter ergibt sich für die SSFC Modulation durch die um jeweils 120° positiv, für das UFC Prinzip 120° im Uhrzeigersinn gedrehten Zeiger.

$$\begin{aligned} \underline{h}_{1s} &= \underline{h}_s \\ \underline{h}_{2s} &= \underline{a} \cdot \underline{h}_s \\ \underline{h}_{3s} &= \underline{a}^2 \cdot \underline{h}_s \end{aligned} \quad (5.17)$$

$$\begin{aligned} \underline{h}_{1u} &= \underline{h}_u \\ \underline{h}_{2u} &= \underline{a}^2 \cdot \underline{h}_u \\ \underline{h}_{3u} &= \underline{a} \cdot \underline{h}_u \end{aligned} \quad (5.18)$$

Der Eingangsstrom berechnet sich aus:

$$\underline{i}_{in} = \underline{h}_1 \cdot \underline{i}_A + \underline{h}_2 \cdot \underline{i}_B + \underline{h}_3 \cdot \underline{i}_C \quad (5.19)$$

Der Zeiger der Grundschiwingung des Ausgangsstromes, der um den Phasenwinkel φ_{out} der Spannung nacheilt, betragt:

$$\underline{i}_{out} = \hat{i}_{out} \cdot e^{j(\omega_{out}t - \varphi_{out})} \quad (5.20)$$

Damit ergibt sich unter Nutzung von

$$1 + \underline{a} + \underline{a}^2 = 0 \quad (5.21)$$

fur das SSFC Verfahren:

$$\begin{aligned} \underline{i}_{in} &= h_s \cdot e^{j(\omega_{in} - \omega_{out})t} \cdot \hat{i}_{out} \\ &\cdot \left[\cos(\omega_{out}t - \varphi_{out}) + \underline{a} \cdot \cos(\omega_{out}t - \varphi_{out} - \frac{2\pi}{3}) + \underline{a}^2 \cdot \cos(\omega_{out}t - \varphi_{out} - \frac{4\pi}{3}) \right] \\ &= \frac{3}{2} \cdot h_s \cdot \hat{i}_{out} \cdot e^{j(\omega_{in}t - \varphi_{out})} + \frac{1}{2} \cdot h_s \cdot \hat{i}_{out} \cdot e^{j(\omega_{in}t - 2\omega_{out}t + \varphi_{out})} \cdot (1 + \underline{a} + \underline{a}^2) \\ &= \frac{3}{2} \cdot h_s \cdot \hat{i}_{out} \cdot [\cos(\omega_{in}t - \varphi_{out}) + j \cdot \sin(\omega_{in}t - \varphi_{out})] \end{aligned} \quad (5.22)$$

Der Effektivwert der Grundschiwingung von Wirk- und Blindstrom wird mit

$$I_{inW} = \frac{3}{2} \cdot h_s \cdot \hat{i}_{out} \cdot \cos \varphi_{out} \quad (5.23)$$

(SSFC)

$$I_{inB} = \frac{3}{2} \cdot h_s \cdot \hat{i}_{out} \cdot \sin \varphi_{out} \quad (5.24)$$

berechnet, der Phasenwinkel auf der Eingangs- und Ausgangsseite ist gleich.

$$\varphi_{in} = \varphi_{out} \quad (5.25)$$

Der Zeiger des Eingangsstromes bei UFC Modulation ergibt sich mit Gleichung 5.16 und 5.18 bis 5.21:

$$\begin{aligned}
 \underline{i}_{in} &= h_U \cdot e^{j(\omega_{in} + \omega_{out})t} \cdot \hat{i}_{out} \\
 &\cdot \left[\cos(\omega_{out} t - \varphi_{out}) + \underline{a}^2 \cdot \cos(\omega_{out} t - \varphi_{out} - \frac{2\pi}{3}) + \underline{a} \cdot \cos(\omega_{out} t - \varphi_{out} - \frac{4\pi}{3}) \right] \\
 &= \frac{3}{2} \cdot h_U \cdot \hat{i}_{out} \cdot e^{j(\omega_{in} t + \varphi_{out})} + \frac{1}{2} \cdot h_U \cdot \hat{i}_{out} \cdot e^{j(\omega_{in} t + 2\omega_{out} t - \varphi_{out})} \cdot (1 + \underline{a} + \underline{a}^2) \\
 &= \frac{3}{2} \cdot h_U \cdot \hat{i}_{out} \cdot [\cos(\omega_{in} t + \varphi_{out}) + j \cdot \sin(\omega_{in} t + \varphi_{out})]
 \end{aligned} \tag{5.26}$$

Damit beträgt der Effektivwert der Grundschiwingung von Wirk- und Blindstrom:

$$I_{inW} = \frac{3}{2} \cdot h_U \cdot \hat{i}_{out} \cdot \cos \varphi_{out} \tag{5.27}$$

(UFC)

$$I_{inB} = -\frac{3}{2} \cdot h_U \cdot \hat{i}_{out} \cdot \sin \varphi_{out} \tag{5.28}$$

Der Phasenwinkel auf der Eingangs- und Ausgangsseite ist ebenfalls gleich groß, hat jedoch entgegengesetztes Vorzeichen.

$$\varphi_{in} = -\varphi_{out} \tag{5.29}$$

Die Grundschiwingung der verketteten Ausgangsspannung (hier einer Phase bezogen auf den Verstärkungsfaktor) errechnet sich für beide Verfahren durch Multiplikation der konjugiert komplexen Steuerfunktion mit dem Zeiger der Eingangsspannung.

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{A(SSFC)}}{h_s} &= \frac{3}{2 \cdot h_s} \cdot \text{Re} \{ \underline{h}_s^* \cdot \underline{u}_{in} \} = \frac{3}{2 \cdot h_s} \cdot \text{Re} \{ \underline{h}_s \cdot e^{-j(\omega_{in} - \omega_{out})t} \cdot \hat{u}_{in} \cdot e^{j\omega_{in}t} \} \\
 &= \frac{3}{2} \cdot \hat{u}_{in} \cdot \cos(\omega_{out} t) \\
 &= \frac{3}{2 \cdot h_U} \cdot \text{Re} \{ \underline{h}_U \cdot e^{-j(\omega_{in} + \omega_{out})t} \cdot \hat{u}_{in} \cdot e^{j\omega_{in}t} \} = \frac{3}{2 \cdot h_U} \cdot \text{Re} \{ \underline{h}_U^* \cdot \underline{u}_{in} \} = \frac{V_{A(UFC)}}{h_U}
 \end{aligned} \tag{5.30}$$

5.2.2 Kombiniertes SSFC/UFC Verfahren

Werden die Zeiger der SSFC und UFC Steuerfunktion kombiniert, addieren sich nach Gleichung 5.30 die beiden Anteile der Ausgangsspannung.

$$v_{\text{out}} = v_{\text{out(SSFC)}} + v_{\text{out(UFC)}} = \frac{3}{2} \cdot (h_s + h_U) \cdot \hat{u}_{\text{in}} \cdot \cos(\omega_{\text{out}} t) \quad (5.31)$$

Die Summe $h_s + h_U$ darf den zuvor ermittelten Maximalwert von 1 nicht übersteigen, sie bestimmt die Höhe der Ausgangsspannung.

Da der Phasenwinkel vom Ausgang beim SSFC Prinzip direkt bzw. mit umgekehrtem Vorzeichen im UFC Verfahren auf den Eingang übertragen wird, bestimmt das Verhältnis dieser beiden Anteile die Höhe des jeweiligen Blindstromes. Das ergibt mit Gleichung 5.22 und 5.26

$$\begin{aligned} \hat{i}_{\text{in}} &= \hat{i}_{\text{in(SSFC)}} + \hat{i}_{\text{in(UFC)}} \\ &= \frac{3}{2} \cdot h_s \cdot \hat{i}_{\text{out}} \cdot [\cos(\omega_{\text{in}} t - \varphi_{\text{out}}) + j \cdot \sin(\omega_{\text{in}} t - \varphi_{\text{out}})] \\ &\quad + \frac{3}{2} \cdot h_U \cdot \hat{i}_{\text{out}} \cdot [\cos(\omega_{\text{in}} t + \varphi_{\text{out}}) + j \cdot \sin(\omega_{\text{in}} t + \varphi_{\text{out}})] \end{aligned} \quad (5.32)$$

und damit für die Effektivwerte der Grundschiwingung von Wirk- und Blindanteil:

$$I_{\text{inW}} = \frac{3}{2} \cdot (h_s + h_U) \cdot \hat{i}_{\text{out}} \cdot \cos \varphi_{\text{out}} \quad (5.33)$$

(SSFC/UFC)

$$I_{\text{inB}} = \frac{3}{2} \cdot (h_s - h_U) \cdot \hat{i}_{\text{out}} \cdot \sin \varphi_{\text{out}} \quad (5.34)$$

Die maximale Spannungsübersetzung wird bei

$$h_s + h_U = 1 \quad (5.35)$$

erreicht und beträgt:

$$\frac{\hat{v}_{\text{out}}}{\hat{u}_{\text{in}}} = \frac{3}{2} \Rightarrow \frac{\hat{u}_{\text{out}}}{\hat{u}_{\text{in}}} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,86 \quad (5.36)$$

5.3 Steuerung über Raumzeigermodulation

Die Raumzeigermodulation bildet die Grundlage für die meisten Steuerverfahren des Matrixconverters. Er wird dazu im Gegensatz zum dreiphasigen Prinzip nicht in drei identische Teilumrichter, sondern gedanklich in einen Gleich- und einen Wechselrichter zerlegt. Neben den zur Entkopplung von Ein- und Ausgangsseite notwendigen einphasigen Nullzeigern können über den fiktiven DC-Kreis zweiphasige Verbindungen zwischen Netz und Last hergestellt werden.

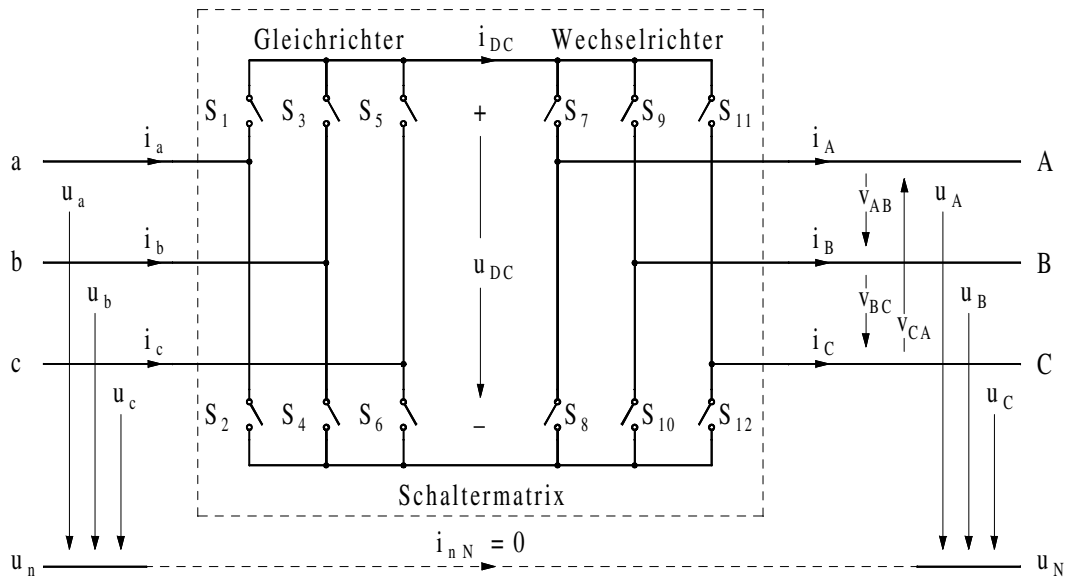


Abb. 5.12 Schaltermatrix zerlegt in Gleich- und Wechselrichter

Die Spannung in diesem Zwischenkreis ist nicht konstant, sondern verändert sich in Abhängigkeit der Schalter S_1 bis S_6 und der momentanen Eingangsspannung. Der Wechselrichter verbindet die DC-Spannung über S_7 bis S_{12} mit den Ausgangsklemmen. Die Schalterstellung beider Teile lautet in Matrixschreibweise:

$$[G] = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \quad [W] = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

Dabei kann der entsprechende Schalter entweder geschlossen (bei 1) oder geöffnet sein (durch 0 gekennzeichnet).

5.3.1 Übertragung der Gleichrichterseite

Auch bei diesem Modell dürfen die Kommutierungsgrundregeln nicht verletzt werden, so dass in der oberen und unteren Brückenhälfte immer ein Schalter geschlossen sein muss. Damit ergeben sich insgesamt 9 mögliche Kombinationen.

Typ	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}$	Eingangsstrom					Spannung
		i_a	i_b	i_c	$ \underline{i}_{in} $	$\angle \underline{i}_{in}$	u_{DC}
+1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	i_{DC+}	i_{DC-}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_{DC}$	330°	v_{ab}
-1	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	i_{DC-}	i_{DC+}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_{DC}$	150°	$-v_{ab}$
+2	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	i_{DC+}	i_{DC-}	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_{DC}$	90°	v_{bc}
-2	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	i_{DC-}	i_{DC+}	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_{DC}$	270°	$-v_{bc}$
+3	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	i_{DC-}	0	i_{DC+}	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_{DC}$	210°	v_{ca}
-3	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	i_{DC+}	0	i_{DC-}	$\frac{2}{\sqrt{3}} i_{DC}$	30°	$-v_{ca}$
Null	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0			0

Abb. 5.13 Eingangsstrom und Spannung der Gleichrichterseite

Ein Vergleich der Ergebnisse mit den Tabellen 5.2, 5.3 und 5.6 zeigt, dass an Stelle der positiven bzw. negativen Ausgangsströme (i_A , i_B , i_C) jetzt der Strom im Zwischenkreis (i_{DC}) getreten ist. Deshalb sind jeweils drei Zustände (z. B. A+1, B+1 und C+1) in der Abb. 5.13 zusammengefasst (+1). Somit ist auch die Darstellung als Raumzeiger (Eingangsstrom in Abb. 5.8) ähnlich.

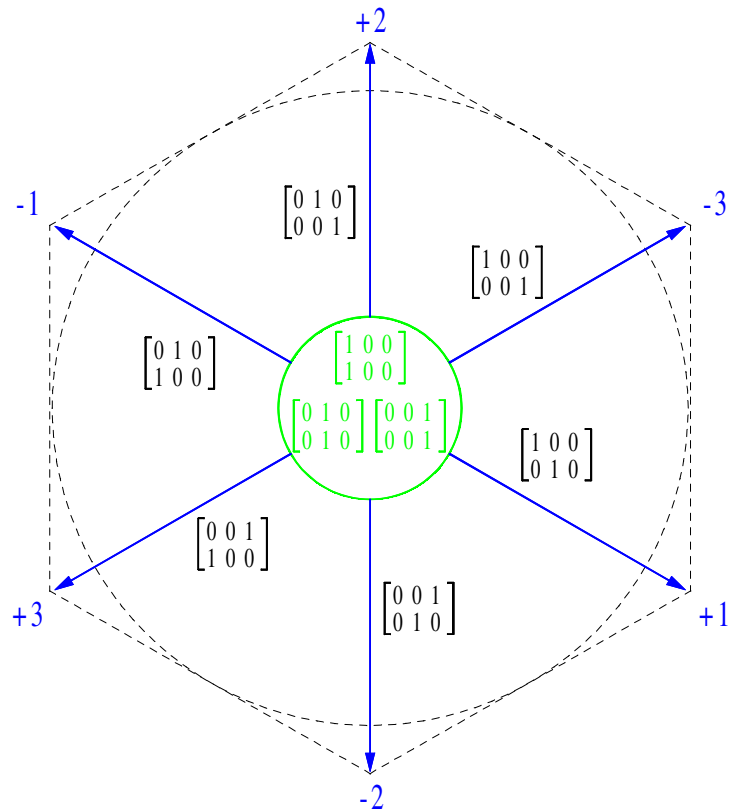


Abb. 5.14 Hexagon der Eingangsstromzeiger

Damit ergibt sich für das Verhältnis von Strom und Spannung zwischen der Eingangs- und der DC-Seite:

$$\begin{bmatrix} u_{DC+} \\ u_{DC-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{DC+} \\ i_{DC-} \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

Die beiden Leiter im Zwischenkreis sind zur Unterscheidung mit + und – (in Abb. 5.12 oben und unten) gekennzeichnet, die reale Strom- bzw. Spannungsrichtung kann davon abweichen.

Um einen beliebigen Stromzeiger erzeugen zu können, wird dieser auf die benachbarten Randzeiger aufgeteilt. Dabei sei α_G der Winkel zwischen dem rechten Nachbar- und dem Sollzeiger.

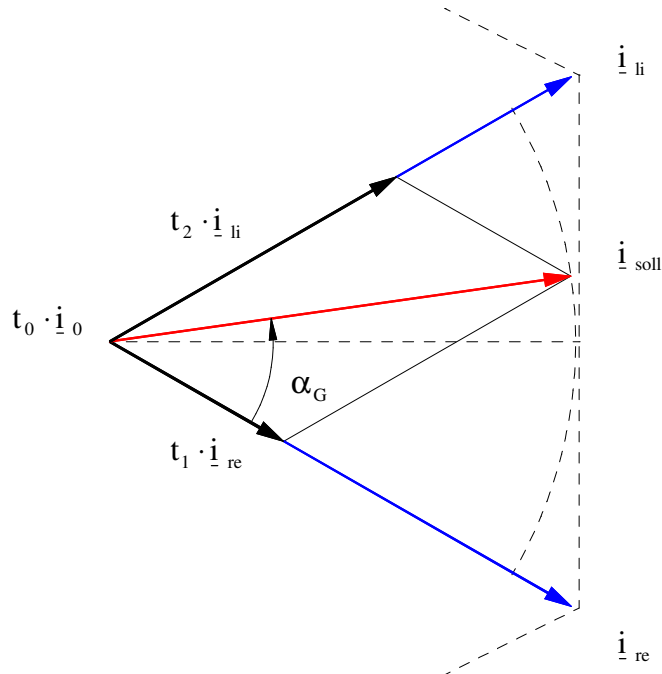


Abb. 5.15 Raumzeigermodulation des Eingangsstromzeigers

Die normierten und damit dimensionslosen Einschaltzeiten t_1 und t_2 für die Rand- sowie t_0 für den Nullzeiger berechnen sich aus:

$$t_1 = \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_G\right) \quad t_2 = \sin(\alpha_G) \quad t_0 = 1 - t_1 - t_2 \quad (5.40)$$

Es ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$\begin{bmatrix} u_{DC+} \\ u_{DC-} \end{bmatrix} = (t_1 \cdot [G_1] + t_2 \cdot [G_2]) \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = (t_1 \cdot [G_1]^T + t_2 \cdot [G_2]^T) \cdot \begin{bmatrix} i_{DC+} \\ i_{DC-} \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

5.3.2 Übertragung der Wechselrichterseite

Die für den Wechselrichter geltenden Gesetzmäßigkeiten ähneln den der Gleichrichterseite. Auch hier sind drei Zustände (z. B. A+1, A+2, A+3) zusammengefasst (A+), da die jeweiligen Spannungen (v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}) durch die Zwischenkreisspannung ersetzt wurde.

Typ	$\begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}$	Ausgangsspannung					Strom
		v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}	$ \underline{v}_{out} $	$\angle \underline{v}_{out}$	i_{DC+}
		u_A	u_B	u_C	$ \underline{u}_{out} $	$\angle \underline{u}_{out}$	
A+	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	u_{DC}	0	$-u_{DC}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}u_{DC}$	30°	i_A
		$\frac{2}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	0°	
A-	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-u_{DC}$	0	u_{DC}	$\frac{2}{\sqrt{3}}u_{DC}$	210°	$-i_A$
		$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	180°	
B+	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$-u_{DC}$	u_{DC}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}u_{DC}$	150°	i_B
		$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	120°	
B-	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	u_{DC}	$-u_{DC}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}u_{DC}$	330°	$-i_B$
		$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	300°	
C+	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	$-u_{DC}$	u_{DC}	$\frac{2}{\sqrt{3}}u_{DC}$	270°	i_C
		$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	240°	
C-	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	u_{DC}	$-u_{DC}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}u_{DC}$	90°	$-i_C$
		$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	60°	
Null	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$			0		0

Abb. 5.16 Ausgangsspannung und Strom der Wechselrichterseite

In der Tabelle 5.16 ist neben der Leiter-Leiter- auch die Strangspannung angegeben. Da die Sternpunkte ein- und ausgangsseitig nicht verbunden sind, wird bei zweiphasigen Verbindungen das anliegende Potential am Ausgang im Verhältnis $1/3$ zu $2/3$ aufgeteilt. Die 60° versetzten Zeiger der Ausgangsspannung bilden jeweils ein Hexagon. Dabei hat das Sechseck des Eingangsstromes und der verketteten Spannung die gleiche Achsrichtung, das der Strangspannung ist um 30° gedreht.

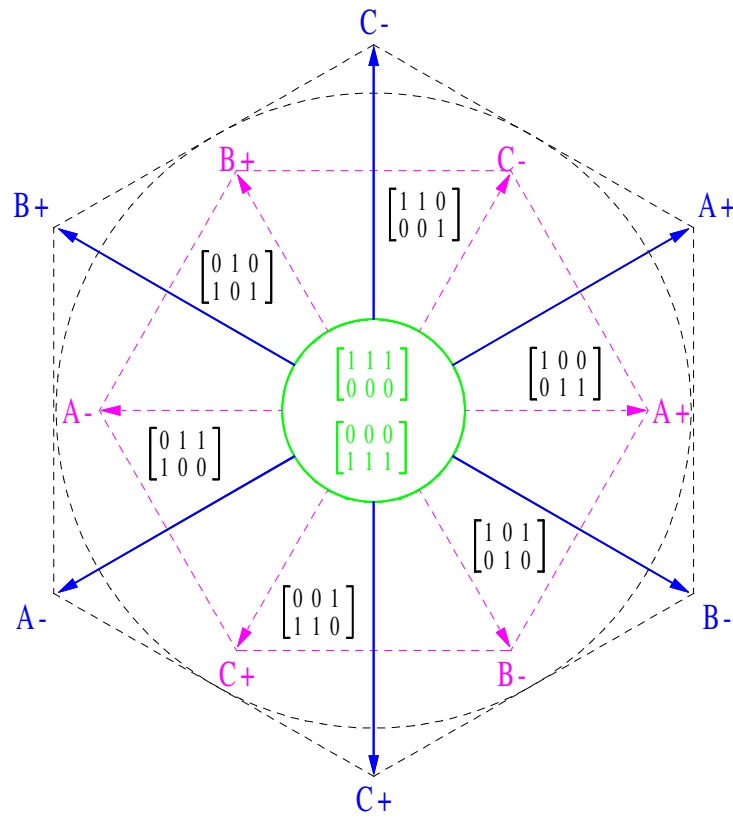


Abb. 5.17 Hexagone der Ausgangsspannungszeiger

Die Beziehung zwischen DC- und Ausgangsseite lautet:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{DC+} \\ u_{DC-} \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

$$\begin{bmatrix} i_{DC+} \\ i_{DC-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

Mit Hilfe der Raumzeigermodulation wird aus den Nachbarzeigern der gewünschte Spannungszeiger gebildet, dessen Länge im Unterschied zur Eingangsseite durch Nullzustände auf die erforderliche Amplitude einzustellen ist.

Zur Berechnung der Einschaltzeiten wird häufig die verkettete Spannung genutzt, da hier, außer dem beabsichtigten Winkel zwischen den Randzeigern von Eingangsstrom und Ausgangsspannung als Vielfaches von 60° , kein weiterer Versatz (30° bei Strangspannung) auftritt.

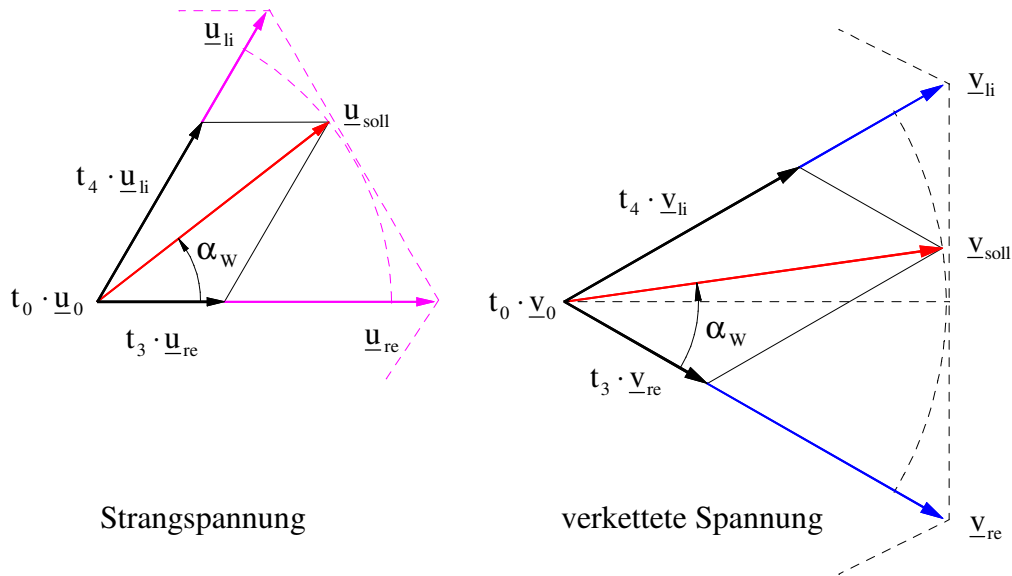


Abb. 5.18 Raumzeigermodulation des Ausgangsspannungszeigers

Die normierten Einschaltzeiten t_3 und t_4 für die Rand- sowie t_0 für den Nullzeiger werden unter Beachtung der Spannungsübersetzung berechnet:

$$t_3 = \frac{\hat{v}_{\text{out}}}{u_{\text{DC}}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_w\right) \quad t_4 = \frac{\hat{v}_{\text{out}}}{u_{\text{DC}}} \cdot \sin(\alpha_w) \quad t_0 = 1 - t_3 - t_4 \quad (5.45)$$

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = (t_3 \cdot [W_3]^T + t_4 \cdot [W_4]^T) \cdot \begin{bmatrix} u_{\text{DC}+} \\ u_{\text{DC}-} \end{bmatrix} \quad (5.46)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\text{DC}+} \\ i_{\text{DC}-} \end{bmatrix} = (t_3 \cdot [W_3] + t_4 \cdot [W_4]) \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

5.3.3 Gesamtübertragungsverhalten

Dazu werden die Gleichungen 5.41 und 5.46 sowie 5.42 und 5.47 kombiniert:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = (t_3 \cdot [W_3]^T + t_4 \cdot [W_4]^T) \cdot (t_1 \cdot [G_1] + t_2 \cdot [G_2]) \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (5.48)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = (t_1 \cdot [G_1]^T + t_2 \cdot [G_2]^T) \cdot (t_3 \cdot [W_3] + t_4 \cdot [W_4]) \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

Über Gleichung 5.37 wird:

$$[W]^T \cdot [G] = [[G]^T \cdot [W]]^T = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}^T = [G^T W]^T = [\ddot{U}]^T \quad (5.50)$$

Die Verknüpfung der Gleichrichter- und Wechselrichtermatrix kann mit der hier eingeführten Bezeichnung direkt bei "Multiplikation des Vorzeichens" erfolgen.

z. B. Typ Wechselrichter: A-

Gleichrichter: -1

ergibt: A+1 mit (abb) lt. Tabelle 5.6

Dabei entspricht die in den Abbildungen gezeichnete Schaltermatrix der verknüpften Übertragungsmatrix $[\ddot{U}] = [G^T W]$.

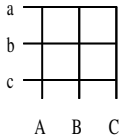

Bez.		Ausgang	Übertragungsmatrix	
		ABC	$[\ddot{U}]$	$[\ddot{U}]^T$
A+1		abb	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

Abb. 5.19 Beziehung Schalter- und Übertragungsmatrix

Für die Produkte der dimensionslosen Einschaltzeiten gilt:

$$t_{13} = t_1 \cdot t_3 \quad t_{14} = t_1 \cdot t_4 \quad t_{23} = t_2 \cdot t_3 \quad t_{24} = t_2 \cdot t_4 \quad (5.51)$$

Sie werden mit 5.40 und 5.45 berechnet:

$$\begin{aligned} t_{13} &= \frac{\hat{v}_{\text{out}}}{u_{\text{DC}}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_G\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_W\right) \\ t_{14} &= \frac{\hat{v}_{\text{out}}}{u_{\text{DC}}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_G\right) \cdot \sin(\alpha_W) \\ t_{23} &= \frac{\hat{v}_{\text{out}}}{u_{\text{DC}}} \cdot \sin(\alpha_G) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_W\right) \\ t_{24} &= \frac{\hat{v}_{\text{out}}}{u_{\text{DC}}} \cdot \sin(\alpha_G) \cdot \sin(\alpha_W) \\ t_0 &= 1 - t_{13} - t_{14} - t_{23} - t_{24} \end{aligned} \quad (5.52)$$

Mit den Indizes der Übertragungsmatrix

$$[\ddot{U}_{xy}] = [G_x^T W_y] \quad (5.53)$$

ergibt sich die Übertragungsfunktion:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = (t_{13} \cdot [\ddot{U}_{13}]^T + t_{14} \cdot [\ddot{U}_{14}]^T + t_{23} \cdot [\ddot{U}_{23}]^T + t_{24} \cdot [\ddot{U}_{24}]^T) \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = (t_{13} \cdot [\ddot{U}_{13}] + t_{14} \cdot [\ddot{U}_{14}] + t_{23} \cdot [\ddot{U}_{23}] + t_{24} \cdot [\ddot{U}_{24}]) \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (5.55)$$

Da der Matrixumrichter keine Energiespeicher besitzt, stellt sich der Betrag des Eingangsstromes automatisch ein, die Richtung des Stromzeigers bleibt dabei auf dem gewählten Winkel.

5.4 Optimierung der Pulsmuster

Nachdem die Einschaltdauer und die Zustände der vier Randzeigern bestimmt sind, muss von den drei möglichen Nullzeigern einer (oder mehrere) ausgewählt sowie die Schaltreihenfolge festgelegt werden. Die Optimierung dieser Pulsmuster kann nach verschiedenen Kriterien erfolgen. Hier sind u. a. in [26], [34], [39], [46] und [55] gebräuchliche Methoden aufgeführt.

Da die Schaltfrequenz in Bezug auf die Netz- bzw. Ausgangsfrequenz deutlich größer ist, muss das gewählte Pulsmuster mehrfach wiederholt werden, bis infolge eines Sektorwechsels von Netzstrom oder Ausgangsspannung eine neue Schaltreihenfolge zu berechnen ist. Deshalb wird im Folgenden immer von der beidseitigen Modulation ausgegangen, bei der der erste und letzte Zustand eines Musters identisch sind.

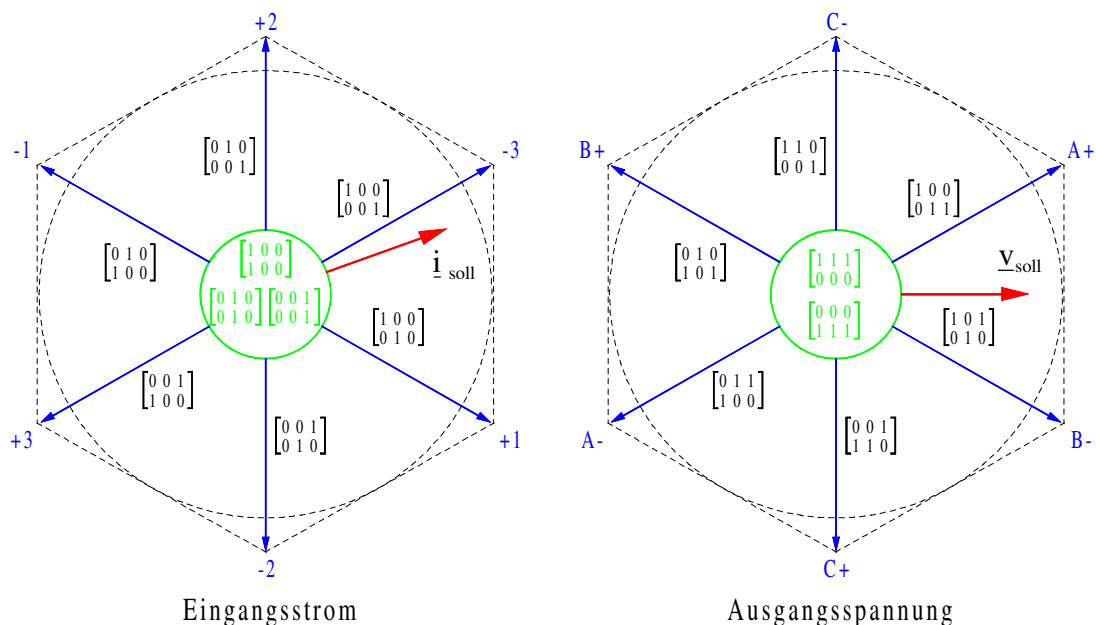


Abb. 5.20 Beispiel Zeiger Eingangsstrom und Ausgangsspannung

Liegen die Strom- bzw. Spannungszeiger wie in Abb. 5.20 eingezeichnet, ergibt sich:

	Strom	Spannung	Gesamtzustand
rechter Randzeiger:	t_1 +1	t_3 B-	t_{13} B-1 t_{14} A+1
linker Randzeiger:	t_2 -3	t_4 A+	t_{23} B+3 t_{24} A-3

Diese vier Schaltzustände (mit Tabelle 5.6 \rightarrow aba, abb, aca, acc) und ein Nullzeiger (aaa, bbb, ccc) bilden das Pustmuster. Zunächst werden von Null ausgehend die Zustände so angeordnet, dass sich die benachbarten in nur einer Stelle unterscheiden (durch Pfeil gekennzeichnet).

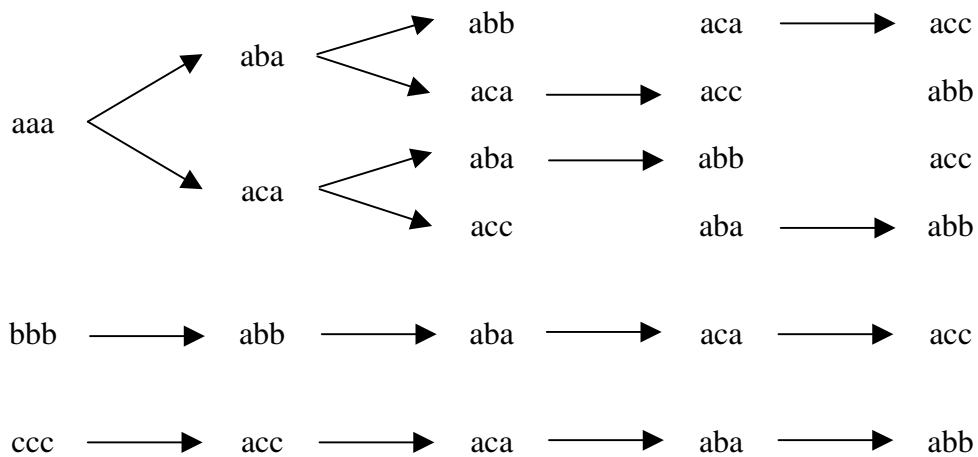


Abb. 5.21 Beispiel mögliche Schaltreihenfolge

Im Gegensatz zur den mit bbb bzw. ccc beginnenden Folgen müssen bei den aaa Varianten für einen Übergang zwei Schalter gleichzeitig verändert werden (kein Pfeil). Bei doppelseitiger Modulation wäre folgendes Pulsmuster möglich (aus Abb. 5.21 erste Zeile):

BSO	1	2	1	1	1	1	2	1		= 10
Zustand	acc	aca	abb	aba	aaa	aba	abb	aca	acc	...
Dauer	$\frac{t_{24}}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_{14}}{2}$	$\frac{t_{13}}{2}$	t_0	$\frac{t_{13}}{2}$	$\frac{t_{14}}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_{24}}{2}$...

Abb. 5.22 Nicht optimiertes Pulsmuster

Damit ergeben sich 10 Schaltübergänge (Branch Switch Over, BSO) für jede Taktperiode.

5.4.1 Minimierung der Schaltübergänge

Zur Verringerung der Schaltverluste wird die Anzahl der Schaltübergänge reduziert. Der Nullzeiger aaa kann in diesem Beispiel nicht eingesetzt werden, so dass bei diesem Verfahren die Auswahl des Nullzustandes eingeschränkt ist.

BSO	1 1 1 1 1 1 1 1									= 8
Zustand	acc	aca	aba	abb	bbb	abb	aba	aca	acc	...
Dauer	$\frac{t_{24}}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_{13}}{2}$	$\frac{t_{14}}{2}$	t_0	$\frac{t_{14}}{2}$	$\frac{t_{13}}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_{24}}{2}$...

BSO	1	1	1	1	1	1	1	1	= 8	
Zustand	abb	aba	aca	acc	ccc	acc	aca	aba	abb	...
Dauer	$\frac{t_{14}}{2}$	$\frac{t_{13}}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_{24}}{2}$	t_0	$\frac{t_{24}}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_{13}}{2}$	$\frac{t_{14}}{2}$...

Abb. 5.23 Pulsmuster mit 8 Schaltübergängen

Für bbb und ccc sind die Pulsmuster mit der minimal möglichen Anzahl von 8 Schaltübergängen dargestellt. Die Schaltreihenfolge ist entgegengesetzt.

5.4.2 Frequenzerhöhung der Oberwellen

Da am Anfang bzw. Ende der vier aktiven Zeiger (acc-aca-aba-abb) die zwei möglichen Nullzeiger (bbb, ccc) angeordnet werden können, ist eine Kombination der beiden in Abb. 5.23 dargestellten Muster möglich. Der zusätzlich einzufügende Nullzustand wird dazu aufgeteilt und jeweils zu Beginn und am Schluss der Schaltperiode aktiviert, so dass sich die Anzahl der Schaltübergänge auf 10 erhöht.

BSO	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1											= 10
Zustand	ccc	acc	aca	aba	abb	bbb	abb	aba	aca	acc	ccc	...
Dauer	$\frac{t_0}{4}$	$\frac{t_{24}}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_{13}}{2}$	$\frac{t_{14}}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$\frac{t_{14}}{2}$	$\frac{t_{13}}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_{24}}{2}$	$\frac{t_0}{4}$...

Abb. 5.24 Pulsmuster mit 10 Schaltübergängen

Die erste und größte Oberschwingung verschiebt sich gegenüber der 8-BSO-Methode auf zweifache Pulsfrequenz. Um die selbe Anzahl von Schaltübergängen pro Zeiteinheit und damit vergleichbare Schaltverluste zu verursachen, kann sie auf $\frac{4}{5}$ reduziert werden. Dadurch wird trotz Verringerung der Taktfrequenz das Oberwellenspektrum nicht negativ beeinflusst, sondern um das 1,6-fache in Richtung höherer Frequenzen versetzt. Die Beträge der jeweiligen Schwingungsanteile bleiben etwa gleich.

5.4.3 Reduzierung des Klirrfaktors

Um den Oberwellenanteil zu reduzieren, wird an Stelle eines Nullzeigers am Ende der vier Festzeiger (acc-aca-aba-abb, bbb) je ein Nullzustand (aaa) in die Viererkette eingefügt. Da jetzt die beiden abb-Hälften in der Mitte des Pulsmusters zu einem Block vereinigt sind, bleibt es trotz des zusätzlichen Nullzeigers bei 8 BSO.

BSO	1	1	1	1	1	1	1	1	= 8	
Zustand	acc	aca	aaa	aba	abb	aba	aaa	aca	acc	...
Dauer	$\frac{t_{24}}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$\frac{t_{13}}{2}$	t_{14}	$\frac{t_{13}}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_{24}}{2}$...

Abb. 5.25 Pulsmuster bei Reduzierung des Klirrfaktors

5.4.4 Verringerung der Schaltverluste

Da die Verluste außer von der Taktfrequenz auch von der Höhe der zu schaltenden Spannung abhängen, kann eine Verlustreduzierung durch Verringerung der virtuellen DC-Spannung erreicht werden.

Bei der Raumzeigermodulation der Eingangsseite wurde der geforderte Stromzeiger auf die beiden 60° auseinanderliegenden Randzeiger (Abschn. 5.3) aufgeteilt, so dass die zwei größten Leiter-Leiter-Spannungen (positiv bzw. negativ) der Eingangsseite über den gedanklichen Zwischenkreis an den Ausgang gelangen. Wird nur eine geringe Spannung benötigt, sind entsprechend lange Nullzeiger vorzusehen. Dabei ist die Spannung über den Transistoren groß.

Die Raumzeigermodulation kann aber auch durch Projektion auf die Randzeiger erfolgen, die einen Winkel von 120° einschließen. Dann ist die Ventilspannung geringer, da nur die beiden betragsmäßig kleineren Spannungen genutzt werden.

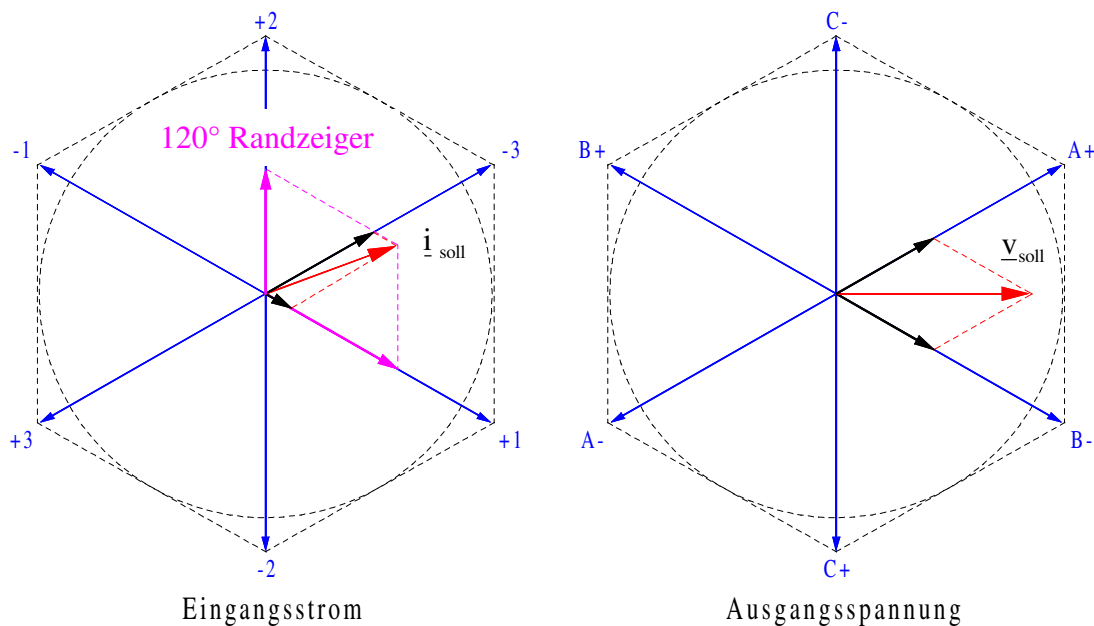


Abb. 5.26 120° Modulation der Eingangsseite

Somit ergeben sich folgende Kombinationen:

	Strom	Spannung	Gesamtzustand
rechter Randzeiger:	t_1 +1	t_3 B-	t_{13} B-1 t_{14} A+1
linker Randzeiger:	t_2 +2	t_4 A+	t_{23} B-2 t_{24} A+2

Die zugehörigen Funktionen lauten aba, abb, bcb und bcc. Auch hier muss je ein Nullzeiger in die Folge (wie in 5.4.3) eingefügt werden, damit die Anzahl von 8 Schaltübergängen nicht überschritten wird.

BSO	1	1	1	1	1	1	1	1		= 8
Zustand	aba	abb	bbb	bcb	bcc	bcb	bbb	abb	aba	...
Dauer	$\frac{t_{13}}{2}$	$\frac{t_{14}}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$\frac{t_{23}}{2}$	t_{24}	$\frac{t_{23}}{2}$	$\frac{t_0}{2}$	$\frac{t_{14}}{2}$	$\frac{t_{13}}{2}$...

Abb. 5.27 Pulsmuster mit 120° Randzeigern

Da der Eingangszeiger gleichzeitig in zwei 120°-Sektoren liegt (+1, +2 oder -2, -3 in Abb. 5.26) kann auch eine andere Aufteilung erfolgen.

Die Berechnung der Schaltzeiten weicht geringfügig von den im Abschnitt 5.3 gezeigten ab. Die Nullzeiger können nicht mehr frei gewählt werden.

Dieses Verfahren ist zur Reduzierung von Verlusten bei kleinen Ausgangsspannungen geeignet. Die maximale Spannungsübersetzung beträgt 0,5 im Gegensatz zu 0,86 bei 60° Modulation.

6 Pulsmusterberechnung über Raumvektoren

Das in Abschnitt 5 beschriebene Verfahren der Raumzeigermodulation kommt fast ausschließlich sowohl beim Zwischenkreis- als auch beim Matrixumrichter zum Einsatz. Die Berechnung der Einschaltzeiten ist relativ einfach, die entsprechenden Algorithmen sind bekannt und weit verbreitet.

Der **Raumzeiger** wird aus den Randzeigern der a-b-c-Komponenten bzw. der α - β -Koordinaten gebildet, die alle in einer **Ebene** liegen. Die Berechnung der jeweiligen Schaltzeiten erfolgt auf Grundlage von geometrischen Zusammenhängen, so dass sich einfache trigonometrische Ausdrücke ergeben.

Demgegenüber stehen auch Nachteile:

- Es können nur ein- und zweiphasige Verbindungen (Nullzeiger bzw. 60° versetzte feststehende Zeiger) zwischen Ein- und Ausgang hergestellt werden. Synchrone und inverse Zeiger vom Typ 3 sind von vornherein ausgeschlossen.
- Die Pulsmuster müssen je nach Zielstellung optimiert werden (Abschn. 5.4).
- Der Mittelwert der Ausgangsspannung ist von einer wechselnden Gleichkomponente überlagert. Die durch kapazitive Einkopplung entstehenden Lagerströme können in der sehr kleinen Berührungsfläche zwischen Kugel und Lagerschale zu hohen Stromdichten und damit zu einer zusätzlichen Erwärmung und Verschleiß führen.

Um diese Mängel zu vermeiden, wurde ein neues Steuerverfahren entwickelt. Folgende Ziele sollten erreicht werden:

- blindstromfreier sinusförmiger Eingangsstrom
- sinusförmige Ausgangsspannung ohne Gleichkomponente in einem möglichst weiten Arbeitsbereich
- hohe maximal mögliche Spannungsübersetzung bei nur kleiner Abweichung der Forderungen der ersten Punkte
- geringe Schaltverluste durch eine minimale Anzahl von Schaltübergängen

6.1 Mathematisches Model des Raumvektors

Die Raumzeigerdarstellung im \mathbb{R}^2 ist für das neue Verfahren nicht geeignet. Deshalb wird ein dreidimensionaler Vektor eingeführt, der zur Unterscheidung im Folgenden als Raumvektor \vec{x} gekennzeichnet ist, während der Raumzeiger als \underline{x} dargestellt wird.

$$\text{allgemein:} \quad \vec{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad \underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Raumvektor im \mathbb{R}^3 Raumzeiger im \mathbb{R}^2

6.1.1 Vektor im Hilfskoordinatensystem

Wird der zeitliche Verlauf eines rotierenden Zeigers aufgezeichnet, erhält man eine einfache Sinusschwingung. Die rechtwinklige Projektion der Zeigerspitze bzw. des zugehörigen Zeitverlaufs auf die Ordinatenachse d ergibt den jeweiligen Augenblickswert.

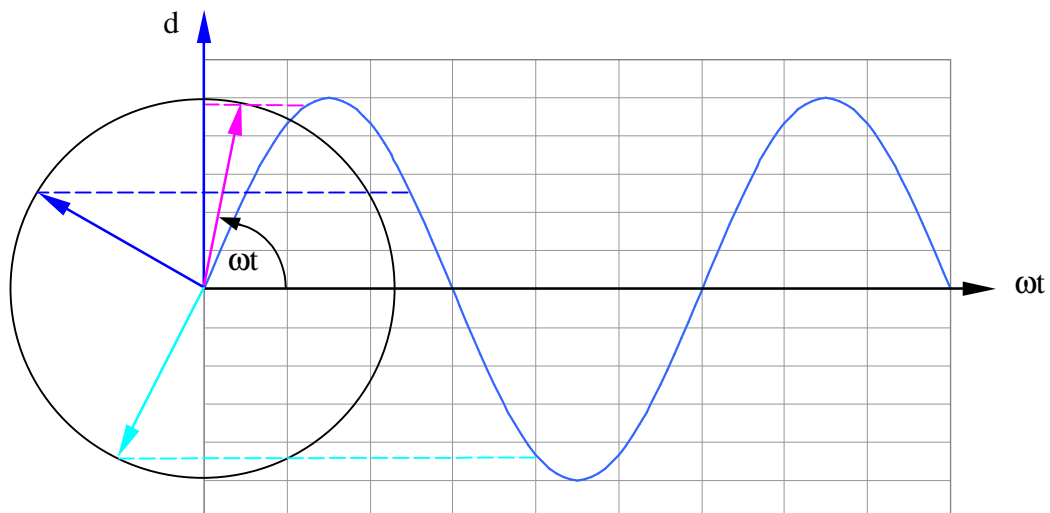


Abb. 6.1 Zeiger und zeitlicher Verlauf einer Sinusschwingung

Zur Modellierung eines Drehstromnetzes werden drei Achsen (jeweils die Ordinate) orthogonal angeordnet, so dass ein Koordinatensystem im dreidimensionalen Raum entsteht.

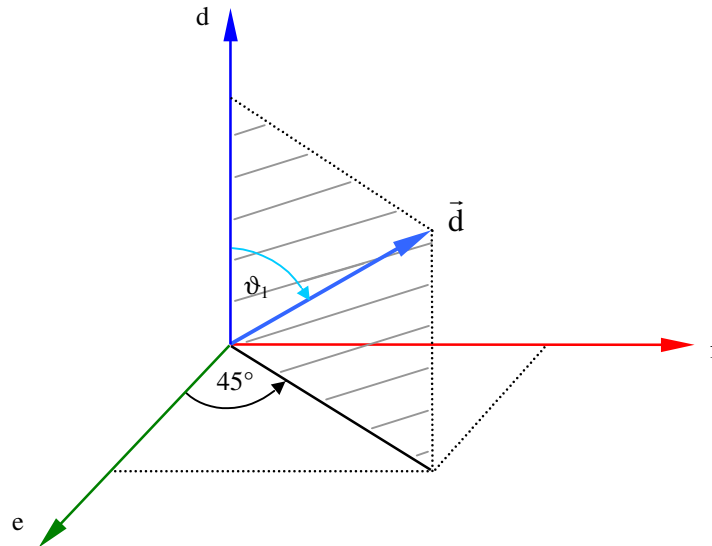


Abb. 6.2 Hilfskoordinatensystem d-e-f mit einem Zeiger

In Bild 6.2 ist das d-e-f-Koordinatensystem mit einem zur Achse d gehörendem Vektor abgebildet. Er liegt bei $\vartheta_1 = 0^\circ$ auf der Koordinatenachse und rotiert auf einer Ebene, die im Winkel von 45° die e-f-Ebene schneidet. Dies gilt für die zwei nicht dargestellten Vektor entsprechend. Sie drehen sich im gleichen Richtungssinn jedoch mit einen um jeweils 120° kleineren Winkel bezüglich ihrer Koordinatenachse.

Die Lage des Hilfskoordinatensystems im Raum ist zunächst frei wählbar, hier wurde für eine übersichtliche Darstellung die d-Achse senkrecht gezeichnet. In den weiteren Betrachtungen wird von einer Anordnung entsprechend der Raumzeigerdarstellung in Abb. 5.5 ausgegangen, bei der die erste Achse in Richtung 0° zeigt und die anderen in mathematisch positivem Richtungssinn folgen.

Die drei Vektoren sind im symmetrischen Drehstromnetz gleich groß. Das ist bei freiem Sternpunkt immer der Fall. Die genaue Länge muss noch ermittelt werden. Sie wird zunächst allgemein mit r bezeichnet.

Damit lauten die Gleichungen der drei Vektoren:

$$\begin{aligned}
 \vec{d} = \begin{bmatrix} d_1 \\ e_1 \\ f_1 \end{bmatrix} &= r \cdot \begin{bmatrix} \cos \vartheta_1 \\ \sin 45^\circ \cdot \sin \vartheta_1 \\ \sin 45^\circ \cdot \sin \vartheta_1 \end{bmatrix} \rightarrow \vec{d} = r \cdot \begin{bmatrix} \cos \vartheta_1 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \vartheta_1 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \vartheta_1 \end{bmatrix} \\
 \vec{e} = \begin{bmatrix} d_2 \\ e_2 \\ f_2 \end{bmatrix} &= r \cdot \begin{bmatrix} \sin 45^\circ \cdot \sin \vartheta_2 \\ \cos \vartheta_2 \\ \sin 45^\circ \cdot \sin \vartheta_2 \end{bmatrix} \rightarrow \vec{e} = r \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \vartheta_2 \\ \cos \vartheta_2 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \vartheta_2 \end{bmatrix} \\
 \vec{f} = \begin{bmatrix} d_3 \\ e_3 \\ f_3 \end{bmatrix} &= r \cdot \begin{bmatrix} \sin 45^\circ \cdot \sin \vartheta_3 \\ \sin 45^\circ \cdot \sin \vartheta_3 \\ \cos \vartheta_3 \end{bmatrix} \rightarrow \vec{f} = r \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \vartheta_3 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \vartheta_3 \\ \cos \vartheta_3 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

Die Winkel ϑ_1 , ϑ_2 und ϑ_3 sind um 120° versetzt. Sie werden auf den gemeinsamen Winkel γ bezogen, von dem zusätzlich ε zu subtrahieren ist. Der Winkel ε dient nur zur Festsetzung des Nullpunktes, der Wert muss noch bestimmt werden. Diese Hilfsgrößen sind in der Herleitung nötig und haben in den späteren Rechnungen keine Bedeutung mehr.

$$\vartheta_1 = \gamma - \varepsilon$$

$$\vartheta_2 = \gamma - \varepsilon - 120^\circ \tag{6.3}$$

$$\vartheta_3 = \gamma - \varepsilon - 240^\circ$$

Für eine bessere Übersichtlichkeit in den weiteren Berechnungen wird zur Vermeidung von Doppelbrüchen wie bisher der Winkel stets in Grad und nicht im Bogenmaß angegeben.

Nun wird aus den Vektoren

$$\begin{aligned}
 \vec{d} &= \frac{r}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot \cos(\gamma - \varepsilon) \\ \sin(\gamma - \varepsilon) \\ \sin(\gamma - \varepsilon) \end{bmatrix} \\
 \vec{e} &= \frac{r}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\gamma - \varepsilon - 120^\circ) \\ \sqrt{2} \cdot \cos(\gamma - \varepsilon - 120^\circ) \\ \sin(\gamma - \varepsilon - 120^\circ) \end{bmatrix} \\
 \vec{f} &= \frac{r}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\gamma - \varepsilon - 240^\circ) \\ \sin(\gamma - \varepsilon - 240^\circ) \\ \sqrt{2} \cdot \cos(\gamma - \varepsilon - 240^\circ) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

ein Summenvektor gebildet.

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \frac{r}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cdot \cos(\gamma - \varepsilon) + \sin(\gamma - \varepsilon - 120^\circ) + \sin(\gamma - \varepsilon - 240^\circ) \\ \sin(\gamma - \varepsilon) + \sqrt{2} \cdot \cos(\gamma - \varepsilon - 120^\circ) + \sin(\gamma - \varepsilon - 240^\circ) \\ \sin(\gamma - \varepsilon) + \sin(\gamma - \varepsilon - 120^\circ) + \sqrt{2} \cdot \cos(\gamma - \varepsilon - 240^\circ) \end{bmatrix} \tag{6.5}$$

Die drei Ebenen, die durch die rotierenden Vektoren \vec{d} , \vec{e} , und \vec{f} gebildet werden, haben eine gemeinsame Schnittgerade, die durch den Koordinatenursprung geht. Wird von diesem Punkt ausgehend ein Vektor mit der Länge 1 aufgestellt, erhält man die in Abb. 6.3 eingezeichnete Normale \vec{n} .

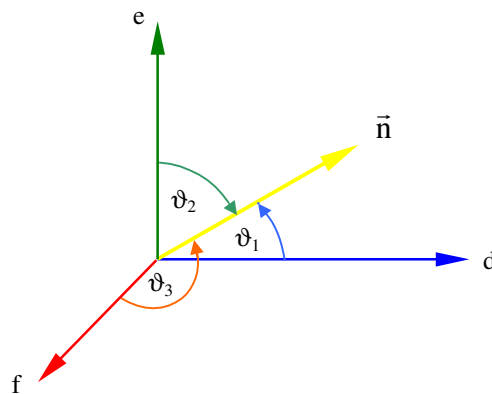


Abb. 6.3 Normale im Hilfskoordinatensystem d-e-f

Die Winkel zwischen den Koordinatenachsen und der Normalen sind gleich groß.

$$\vartheta_1 = \vartheta_2 = \vartheta_3 = \vartheta$$

$$\cos \vartheta = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \vec{n} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (6.6)$$

$$\vartheta = 54,74^\circ$$

Zum Startzeitpunkt soll der entsprechende Vektor senkrecht auf der Normalen stehen, so dass sich für den Winkel ε ein Wert von

$$\varepsilon = 90^\circ - \vartheta = 35,26^\circ \quad (6.7)$$

ergibt.

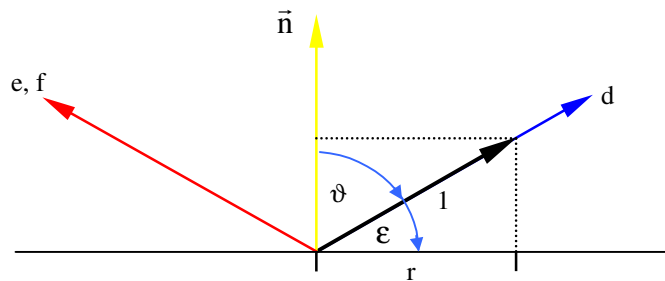


Abb. 6.4 Länge r bei Einheitsvektoren

Wie in Abb. 6.4 dargestellt lässt sich die Länge r nun mit

$$r = \sqrt{1 - \cos^2 \vartheta} = \sqrt{1 - \frac{1}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (6.8)$$

berechnen.

Blickt man entlang der Normalen in den Koordinatenursprung, dann wird das dreidimensionale Koordinatensystem auf einer Ebene, die senkrecht auf dem Normalenvektor steht und durch den Nullpunkt geht, abgebildet.

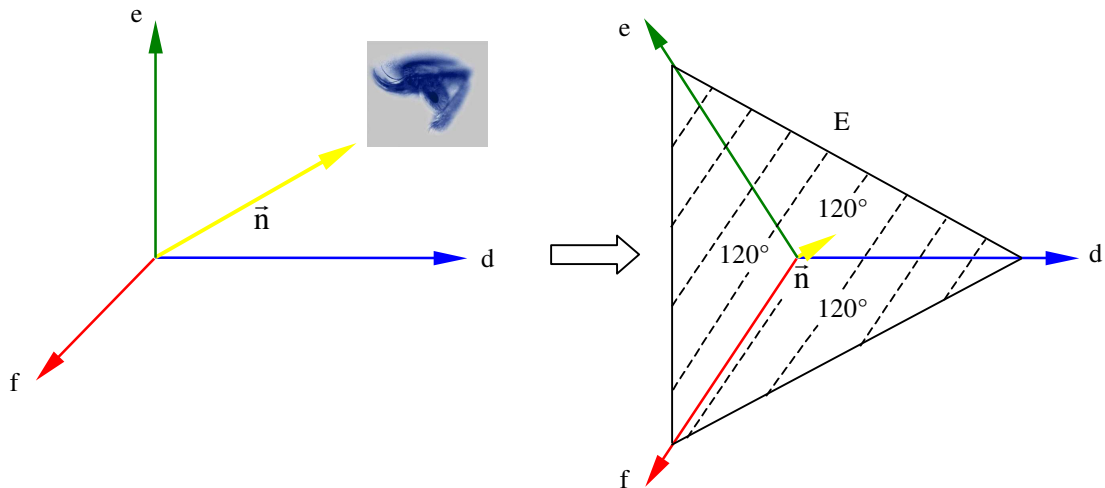


Abb. 6.5 Draufsicht auf die Projektionsebene

Diese Projektionsebene E entspricht der zweidimensionalen Raumzeigerdarstellung.

Die Ebenengleichung lautet:

$$\vec{n} \cdot \vec{x} = 0 \quad \text{mit} \quad \vec{n} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Nachfolgend werden die Spannungsvektoren eines Drehstromnetzes zu ausgewählten Zeitpunkten (Winkeln) dargestellt. Es wird von symmetrischen Verhältnissen bei einer Spannung von $U_{LL} = 400 \text{ V}$ ausgegangen. Zu sehen ist jeweils eine Seitenansicht von links, die Draufsicht (entspricht der Raumzeigerdarstellung) sowie eine Vorderansicht. Die Normale ist zur besseren Orientierung mit eingezeichnet (wie bisher in gelb). Die Spannungsvektoren \vec{d} , \vec{e} , und \vec{f} sind von hell- bis dunkelblau sowie der Summenvektor in kräftigem blau dargestellt.

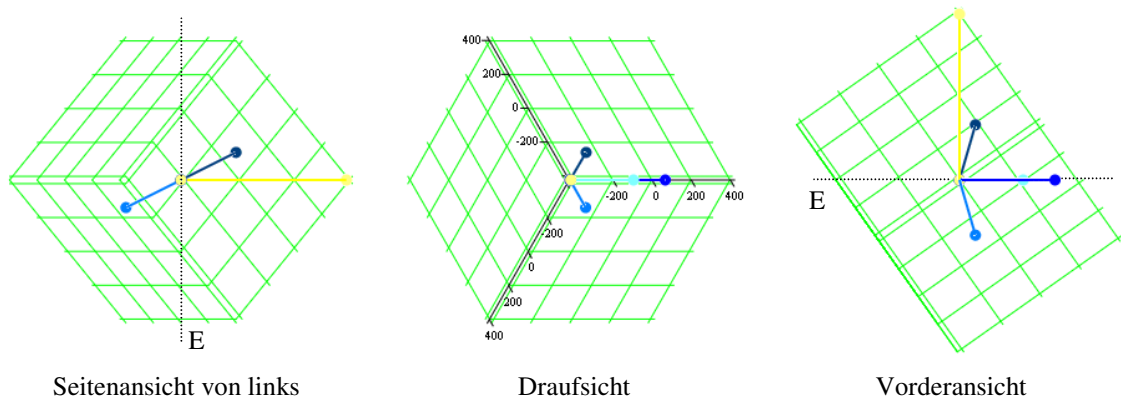


Abb. 6.6 Spannungsvektoren mit Hilfskoordinatensystem bei $\gamma = 0^\circ$

Der Normalenvektor ist in der Draufsicht nur als Punkt zu erkennen, da man in den Koordinatenursprung blickt. Er zeigt in der Seitenansicht in Richtung 0° , während er in der Vorderansicht senkrecht zu sehen ist.

Die Projektionsebene E steht in der Seitenansicht senkrecht und in der Vorderansicht waagrecht, in der Draufsicht entspricht sie der Darstellung auf diesem Blatt.

Der Vektor \vec{d} (hellblau) und der Summenvektor (blau) sind nur im 2. und 3. Bild sichtbar. Sie liegen in der Projektionsebene. Der horizontale Winkel beträgt bei $\gamma = 0^\circ$ ebenfalls 0° . Die Wahl des Nullpunktswinkels ε nach Gleichung 6.7 erweist sich als zweckmäßig.

In der Draufsicht sind wie in der Raumzeigerdarstellung neben \vec{d} und dem Gesamtvektor (in Richtung der d-Achse) auch \vec{e} und \vec{f} zu sehen. Sie zeigen jeweils entgegen ihrer zugehörigen Achsen, haben also negative Werte. Die auf der Projektionsebene abgebildete Länge ist zu diesem Zeitpunkt gleich groß.

Wie aus Bild 1 und 3 zu erkennen ist, liegen die Vektoren \vec{e} und \vec{f} nicht in dieser Ebene, sondern zeigen aus ihr heraus (\vec{f}) bzw. in sie hinein (\vec{e}). Das ist aus der Raumzeigerdarstellung nicht ersichtlich.

Nachfolgend sind die drei Ansichten der Spannungsvektoren bei verschiedenen Winkeln dargestellt.

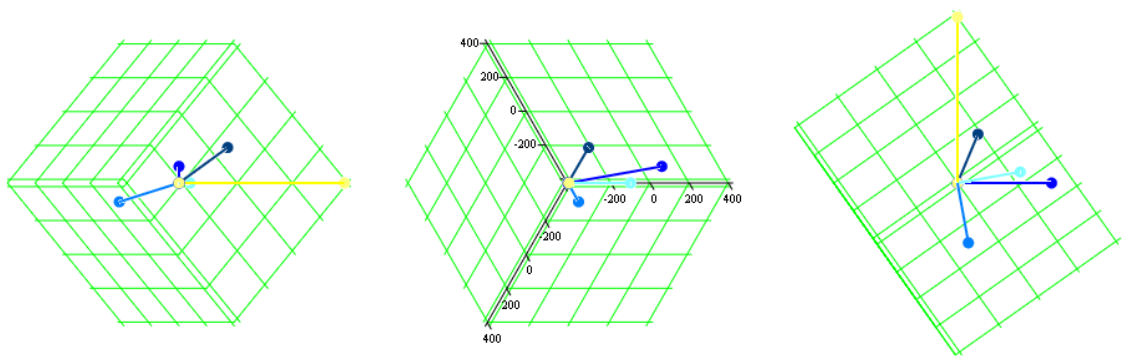
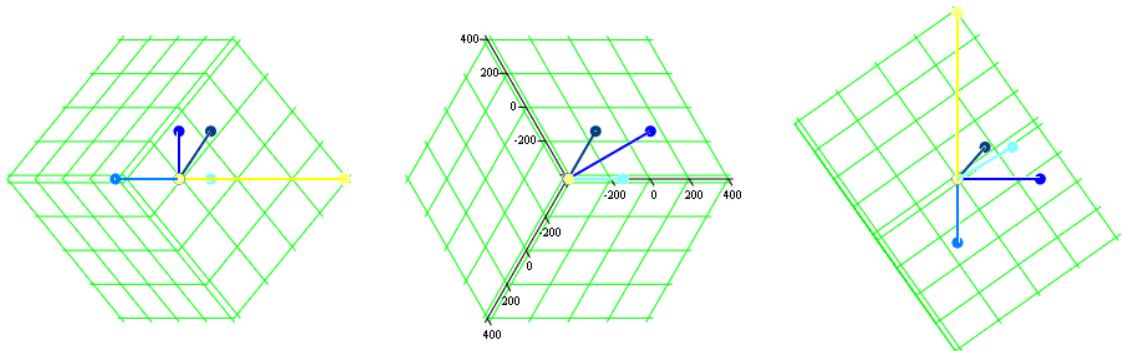
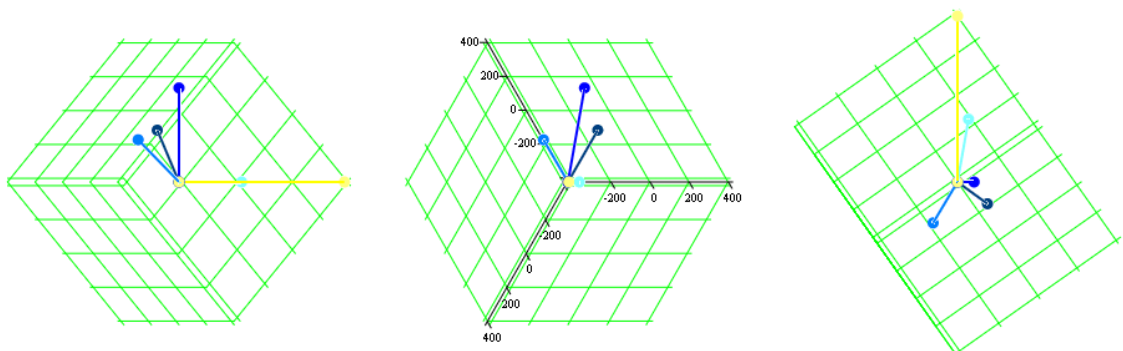
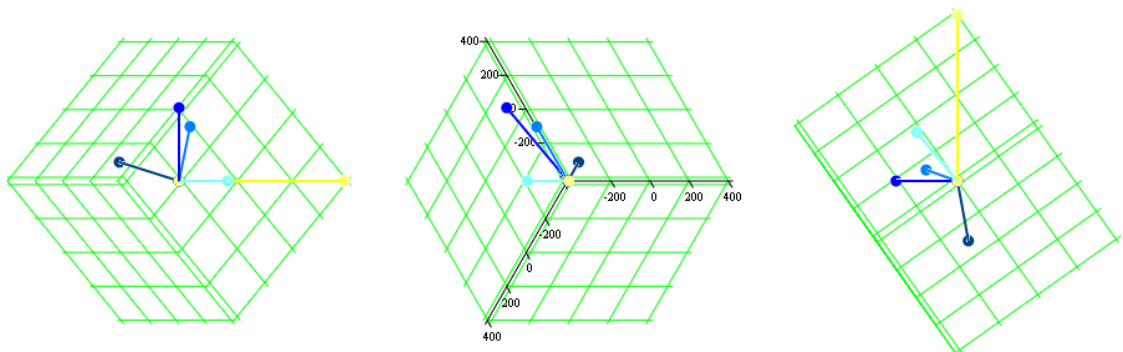

 $\gamma = 10^\circ$

 $\gamma = 30^\circ$

 $\gamma = 80^\circ$

 $\gamma = 130^\circ$

Abb. 6.7 Spannungsvektoren bei $\gamma = 0^\circ$, $\gamma = 30^\circ$, $\gamma = 80^\circ$ und $\gamma = 130^\circ$

Wie in der Draufsicht aus Abb. 6.7 zu sehen ist, bewegen sich die Vektoren \vec{d} , \vec{e} , und \vec{f} anscheinend nur auf ihren Koordinatenachsen und verändern dabei ihre Länge. Der Betrag dieser Vektoren bleibt im Raummodell jedoch konstant, es ändert sich der Winkel zwischen dem Vektor und der Betrachtenebene. So zeigt bei $\gamma = 80^\circ$ der hellblaue Vektor \vec{d} fast senkrecht aus der Raumzeigerebene heraus, so dass die projizierte Länge sehr klein ist.

Im Gegensatz zu den Vektoren \vec{d} , \vec{e} , und \vec{f} , die je nach Zeitpunkt einen mehr oder weniger großen Winkel zur Ebene haben, bleibt der Gesamtvektor immer auf dieser. Er rotiert in der Raumzeigerebene und schließt mit der projizierten d-Achse den Winkel γ ein.

Daher ist es zweckmäßig, die Betrachtungen in einem neuen Koordinatensystem fortzusetzen, das durch die Projektionsebene und der darauf senkrecht stehenden Normalen gebildet wird.

6.1.2 Transformation in das Hauptkoordinatensystem

Der Ursprung und die Größenverhältnisse des d-e-f-Koordinatensystems und des neuen x-y-z-Koordinatensystems sollen sich nicht verändern. Daher kann die Transformation durch (mehrfache) Drehung vorgenommen werden.

Die zur Drehung um eine Koordinatenachse mit dem Winkel δ notwendige Matrix berechnet sich allgemein im \mathbb{R}^3 aus:

$$\begin{aligned}
 \text{Achse 1} \quad [D_1] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \delta & -\sin \delta \\ 0 & \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \\
 \text{Achse 2} \quad [D_2] &= \begin{bmatrix} \cos \delta & 0 & \sin \delta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \delta & 0 & \cos \delta \end{bmatrix} \\
 \text{Achse 3} \quad [D_3] &= \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta & 0 \\ \sin \delta & \cos \delta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

Hier muss zunächst um die Achse d mit $\delta = -45^\circ$ gedreht werden. Die e-Achse liegt dann auf der Projektionsebene und zeigt in Richtung 90° . Im zweiten Schritt wird um diese Achse gedreht, bis sich die d-Achse ebenfalls in der Ebene befindet ($\delta = 35,26^\circ$).

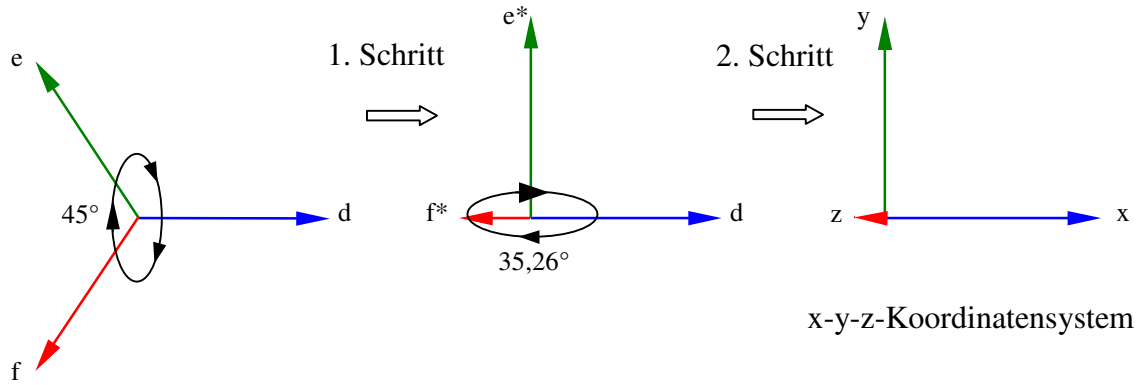


Abb. 6.8 Koordinatentransformation durch Drehung

Damit ergibt sich für die zur Drehung notwendigen Matrizen:

$$[D_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(-45^\circ) & -\sin(-45^\circ) \\ 0 & \sin(-45^\circ) & \cos(-45^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

$$[D_2] = \begin{bmatrix} \cos 35,26^\circ & 0 & \sin 35,26^\circ \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin 35,26^\circ & 0 & \cos 35,26^\circ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$$

Die Schritte werden unmittelbar hintereinander ausgeführt und lauten zusammengefasst:

$$[D] = [D_1] \cdot [D_2] = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Die Matrix $[D]$ nach Gleichung 6.12 ist mathematisch eine Drehmatrix. Sie erfüllt, wie man leicht überprüfen kann, folgende Bedingungen:

1. Die Matrix ist orthogonal, die Spalten- bzw. Zeilenvektoren stehen jeweils senkrecht aufeinander. Es gilt mit der Einheitsmatrix $[E]$:

$$[D]^T \cdot [D] = [E]$$

2. Daraus folgt, dass die transponierte und die inverse Matrix gleich sind:

$$[D]^T = [D]^{-1}$$

3. Die Determinante ist 1, Beträge von Vektoren bleiben unverändert :

$$\det[D] = 1$$

Die zur Rücktransformation benötigte Matrix lautet somit:

$$[D]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Der in Gleichung 6.5 eingeführte Summenvektor entspricht, wie zuvor gezeigt, dem Raumzeiger. Da alle Größenverhältnisse so gewählt wurden, dass keine Längentransformationen stattfinden, muss der Gesamtvektor mit den real messbaren Werten übereinstimmen. Das heißt, die bereits mit a, b und c bezeichneten Komponenten sind mit den Strangspannungen u_a , u_b und u_c bzw. mit den Strömen i_a , i_b und i_c identisch.

Somit können alle Werte des Dreiphasennetzes direkt über die Drehmatrix $[D]$ in das Raumvektorkoordinatensystem transformiert werden. Die neuen Komponenten erhält man, in dem der Vektor mit der jeweils zur Koordinatentransformation entgegengesetzten Drehmatrix ($[D]$ oder $[D]^{-1}$) multipliziert wird.

Die Gleichungen lauten zusammengefasst:

Transformation
$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = [D]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

Rücktransformation
$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = [D] \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}$$

mit
$$[D] = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad [D]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$$

Dabei können sowohl Spannungen und Ströme der Eingangsseite (Kleinbuchstaben) als auch der Ausgangsseite (Großbuchstaben) transformiert werden. Die Größen sind nochmals in Abb. 6.9 dargestellt.

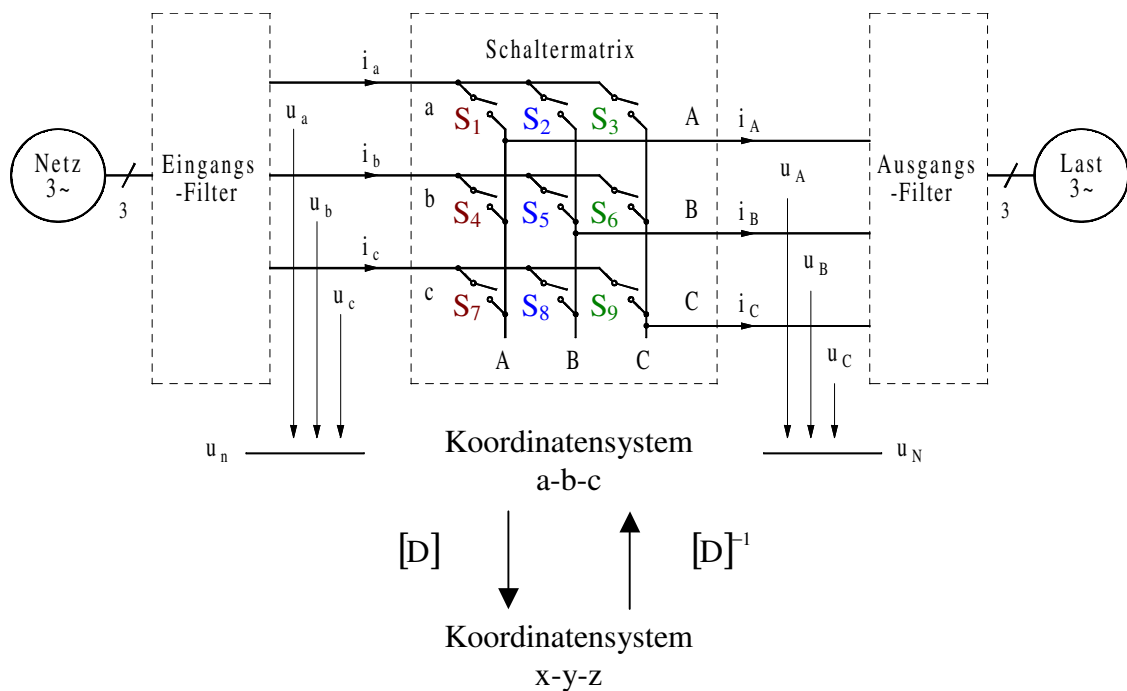


Abb. 6.9 Größen bei der Koordinatentransformation

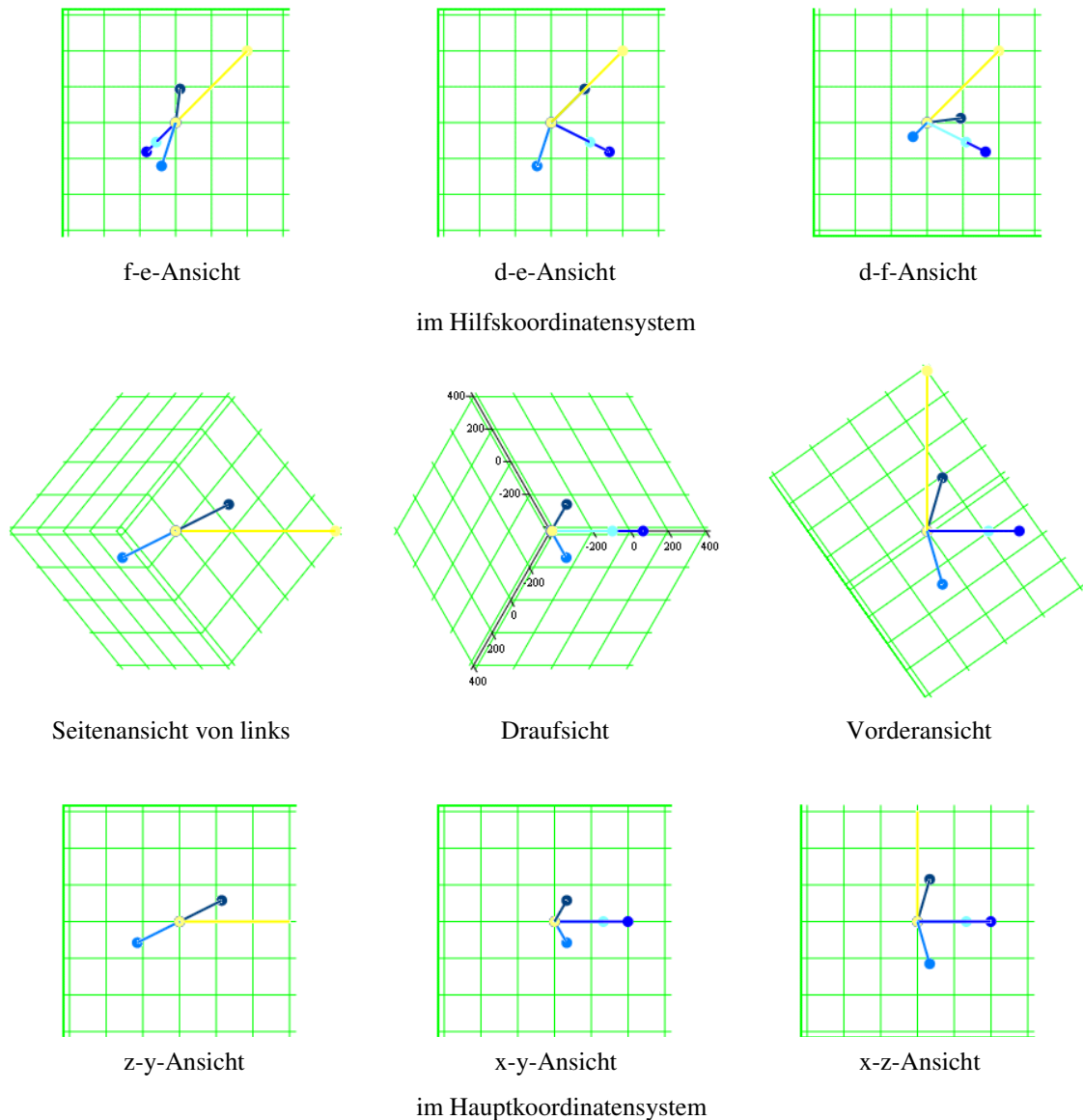


Abb. 6.10 Spannungsvektor bei $\gamma = 0^\circ$ in verschiedenen Perspektiven

In Abb. 6.10 ist der Spannungsvektor bei $\gamma = 0^\circ$ im Hilfs- und Hauptkoordinatensystem gezeigt. Die Vektoren der zweiten Bilderserie und des x-y-z-Koordinatensystems sind identisch, da die bisherigen Diagramme (mit Seitenansicht, Draufsicht und Vorderansicht bezeichnet) sich auf die Projektionsebene bezogen und somit die Perspektive im Hauptkoordinatensystem mit zusätzlich eingezeichneten Hilfskoordinaten darstellen. Werden diese parallel zu den entsprechenden Achsen gedreht, erhält man die Ansicht im Hilfskoordinatensystem.

6.1.3 Vergleich von Raumvektor und Raumzeiger

In Abb. 6.11 ist der zeitliche Verlauf der Spannungen eines Drehstromnetzes (400 V) in den verschiedenen Koordinatensystemen über eine Periode aufgezeichnet.

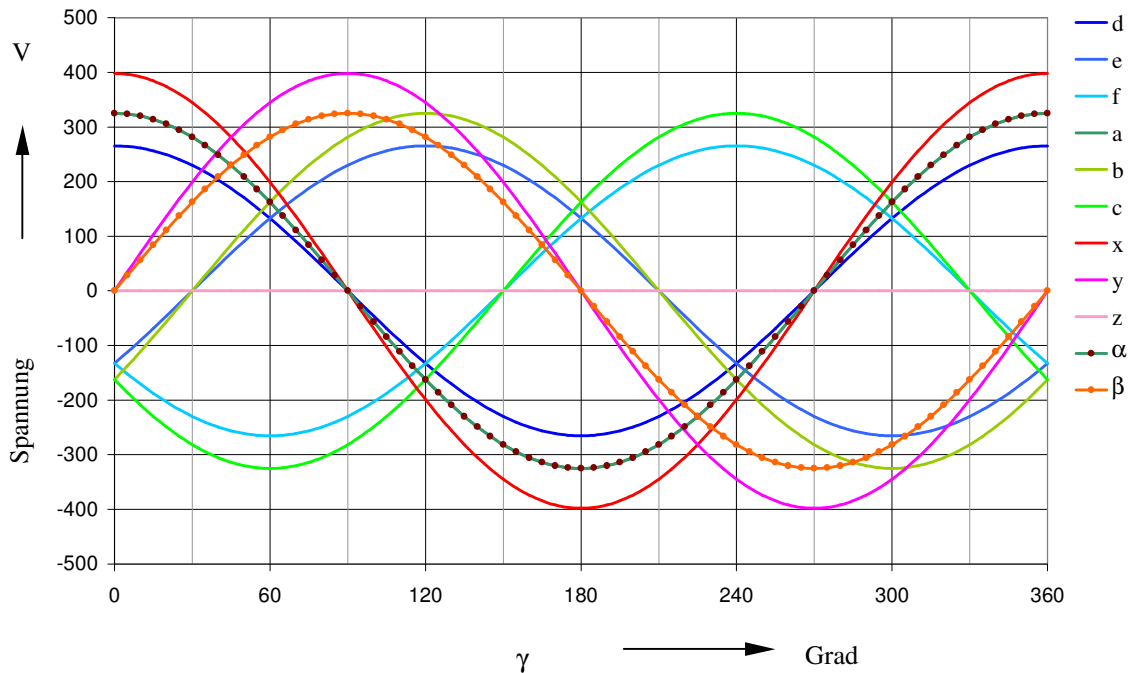


Abb. 6.11 Spannungsverlauf in verschiedenen Koordinatensystemen

Die Strangspannungen u_a , u_b und u_c (grün) sind 120° versetzt und haben eine Amplitude von 325 V. Die Spannungen im Hilfskoordinatensystem (blau) haben die gleiche Phasenlage, die Amplitude ist durch die nicht rechtwinklige Projektion um den Faktor $\sqrt{\frac{2}{3}}$ kleiner.

Die α - β -Komponenten (braun gepunktet) stehen ebenso wie die x-y-Werte (rot) senkrecht aufeinander. Der Raumzeiger ist auf die Amplitude der Strangspannung normiert, die Länge des Raumvektors ist 400 und entspricht damit dem Effektivwert der verketteten Größe. Er stellt einen Vektor des Gesamtsystems dar. Da weder Spannungs- noch Strombeträge bei der Transformation verändert werden, wird im Gegensatz zum Raumzeigermodell die Leistung nicht beeinflusst, sondern in korrekter Höhe abgebildet.

$$u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c = P_{\text{ges}} = \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

<u>Raumzeiger</u>		<u>Raumvektor</u>
$\alpha \quad (\hat{\alpha} = \hat{U}_{\text{Str}})$	\triangleq	$x \quad (\hat{x} = U_{\text{LL}})$
$\beta \quad (\hat{\beta} = \hat{U}_{\text{Str}})$	\triangleq	$y \quad (\hat{y} = U_{\text{LL}})$
$/$		$z \quad (\text{Gleichkomponente})$

Die z-Komponente ist im symmetrischen Dreiphasennetz Null. Sie repräsentiert die Spannungsdifferenz zwischen dem System und einem Nullpunkt und ist daher für ein gleichanteilfreies Steuerverfahren von Bedeutung.

6.2 Übertragungsfunktion in Raumvektordarstellung

Um die Übertragungsfunktion in Raumvektorkoordinaten aufstellen zu können, werden die möglichen Schaltkombinationen im Hauptkoordinatensystem näher betrachtet. Dabei behalten die in Abschn. 4 beschriebenen Grundregeln ihre Gültigkeit, so dass in der Schaltermatrix nach Abb. 6.9 je Gruppe (gleiche Farbe) genau ein Schalter geschlossen sein muss.

6.2.1 Schaltkombinationen in Raumvektordarstellung

Die in Kapitel 5 für den Raumzeiger durchgeführten Untersuchungen werden auf die Vektordarstellung übertragen. Dabei wird die Einteilung in drei Schaltgruppen beibehalten:

Typ 1	einphasige Verbindung	Nullvektor
Typ 2	zweiphasige Verbindung	Vektor mit fester Richtung
Typ 3	dreiphasige Verbindung	Synchroner/Inverser Vektor

Die Darstellung der Vektoren erfolgt, wie zuvor beschrieben, entlang der Hauptachsen (x, y und z), zur besseren Orientierung ist das Hilfskoordinatensystem mit eingezeichnet.

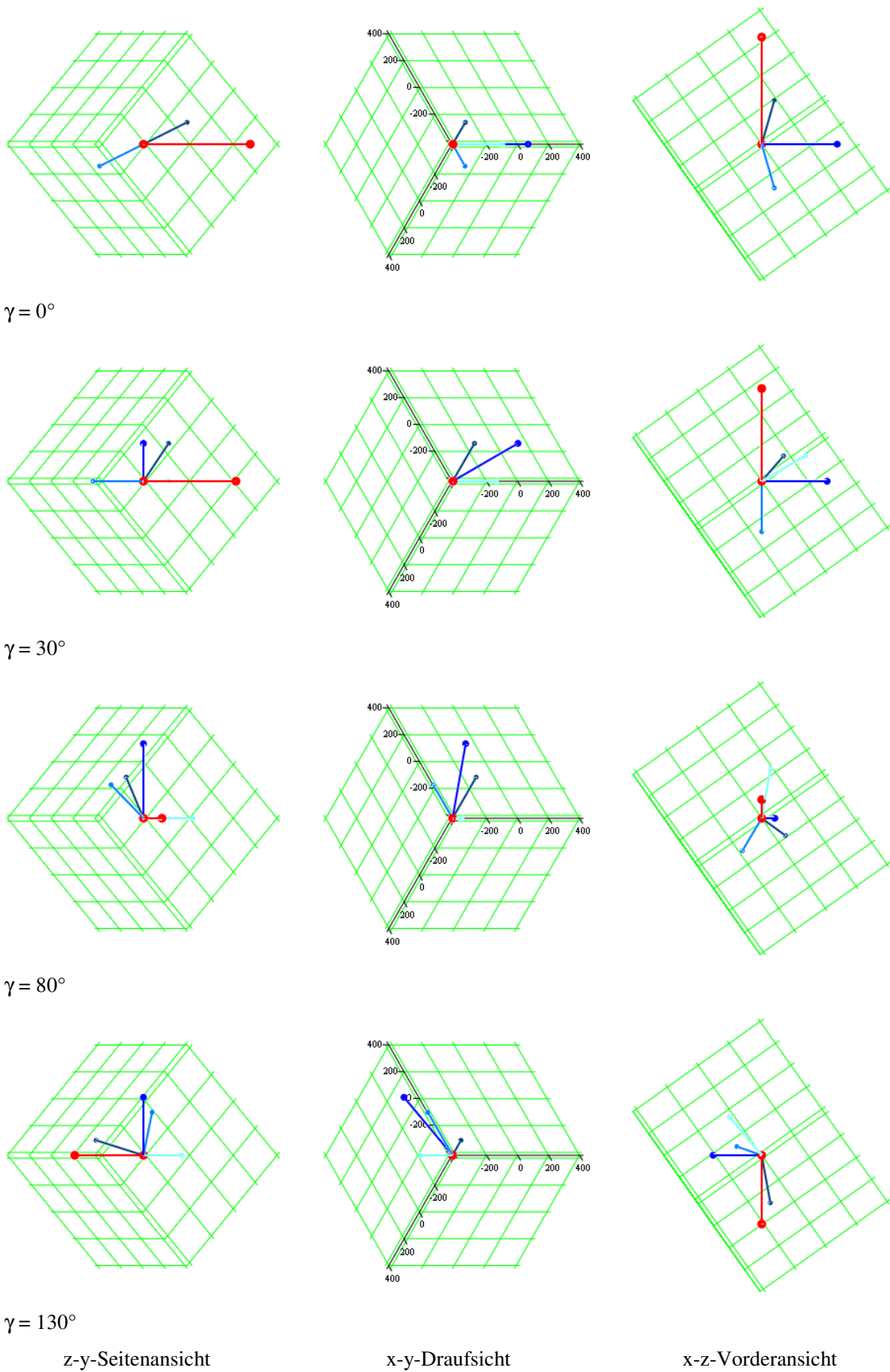







Abb. 6.12 Vektor \mathbf{aaa} vom Typ 1 im Hauptkoordinatensystem

In Abb. 6.12 ist neben der Eingangsspannung (Strangspannung und Raumvektor in blau) der Ausgangsvektor (rot) bei verschiedenen Eingangswinkeln dargestellt.

Die x- und y-Komponente des Nullvektors sind Null, der Betrag in z-Richtung ist abhängig vom jeweiligen Winkel der Eingangsspannung.

Die Ergebnisse werden je Typ in einer Tabelle zusammengefasst. Die genutzten Zeichen haben folgende Bedeutung:

-  Vektor liegt in der x-y-Ebene
 Vektor zeigt schräg in die x-y-Ebene hinein
 Vektor zeigt senkrecht in die x-y-Ebene
 Vektor zeigt schräg aus der x-y-Ebene heraus
 Vektor steht senkrecht auf der x-y-Ebene

Die Länge dieser Zeichen entspricht dem Betrag des auf die x-y-Ebene projizierten Vektors, die Richtung stimmt mit der Zeigerrichtung überein.

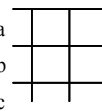





















Typ	Nr.	Bez.	<div><div>a</div><div>b</div><div>c</div></div>	Ausgang	Vektor bei Eingangswinkel γ					
				ABC	0°	60°	120°	180°	240°	300°
1	1	Null1		aaa						
	2	Null2		bbb						
	3	Null3		ccc						

Abb. 6.13 Raumvektoren der Gruppe 1

In Abb. 6.14 ist der Raumvektor abb stellvertretend für die Vektoren der Gruppe 2 bei den entsprechenden Eingangswinkeln dargestellt.

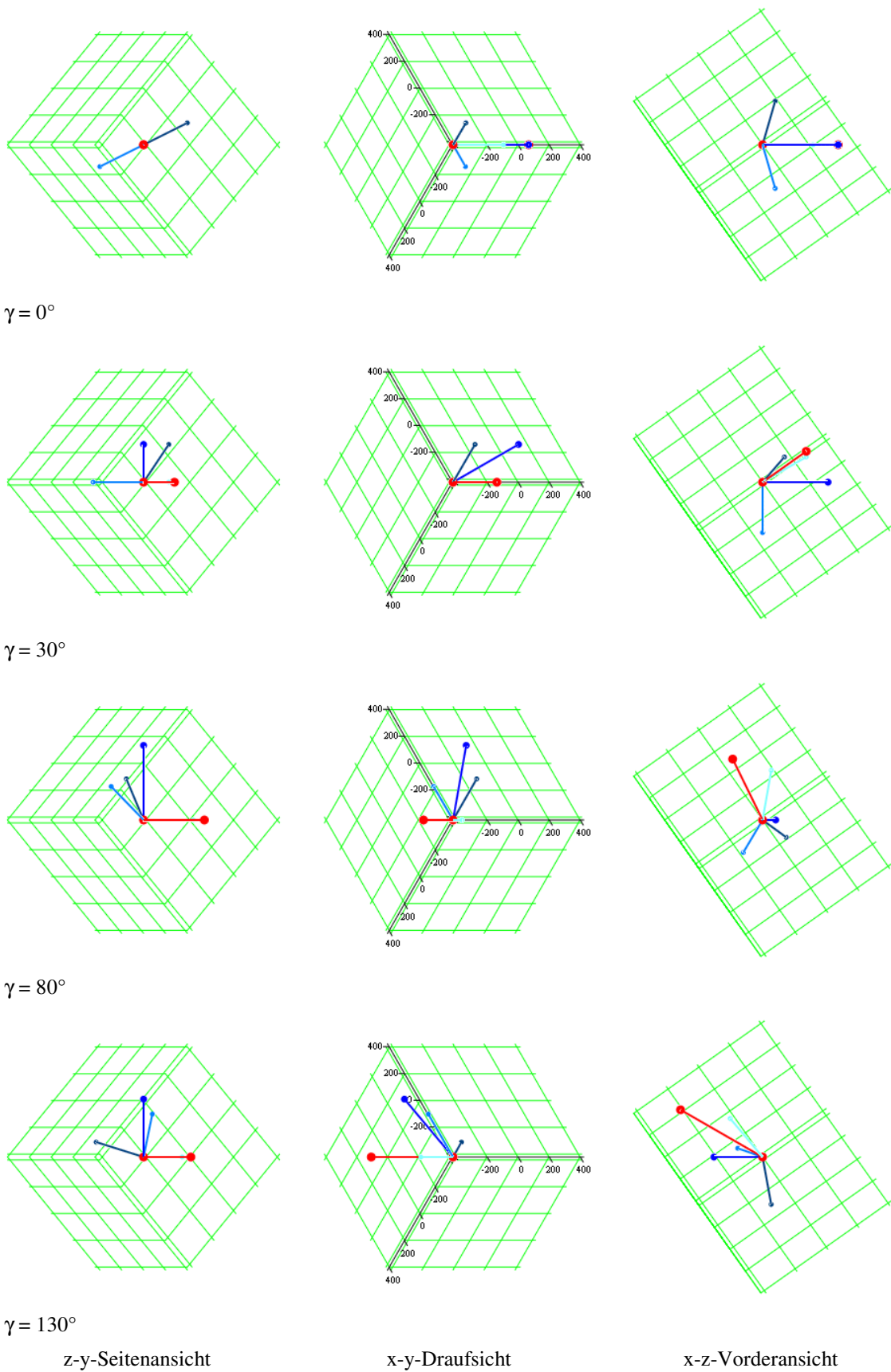


Abb. 6.14 Vektor abb vom Typ 2 im Hauptkoordinatensystem

Der Ausgangsvektor rotiert, wie in Bild 6.14 zu sehen ist, auf der x-z-Ebene, so dass sich in der Draufsicht ein Zeiger mit scheinbar fester Richtung entlang der x-Achse mit veränderlicher Länge in Abhängigkeit vom Eingangswinkel ergibt.

Der Betrag dieses Vektors bleibt jedoch konstant. Es ändert sich (wie bei der Strangspannung der Eingangsseite in Bild 6.7) der Austrittswinkel zwischen dem Vektor und der Projektionsebene.

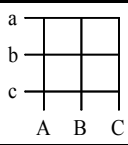






Typ	Nr.	Bez.		Ausgang	Vektor bei Eingangswinkel γ					
					ABC	0°	60°	120°	180°	240°
2	4	A+1		abb	\longrightarrow	\odot	$\odot \longrightarrow$	\longleftarrow	\otimes	$\longrightarrow \otimes$
	5	A+2		bcc	\otimes	$\longrightarrow \otimes$	\longrightarrow	\odot	$\odot \longrightarrow$	\longleftarrow
	6	A+3		caa	$\odot \longrightarrow$	\longleftarrow	\otimes	$\longrightarrow \otimes$	\longrightarrow	\odot
	7	A-1		baa	$\odot \longrightarrow$	\odot	\longrightarrow	$\longrightarrow \otimes$	\otimes	\longleftarrow
	8	A-2		cbb	\otimes	\longleftarrow	$\odot \longrightarrow$	\odot	\longrightarrow	$\longrightarrow \otimes$
	9	A-3		acc	\longrightarrow	$\longrightarrow \otimes$	\otimes	\longleftarrow	$\odot \longrightarrow$	\odot

Abb. 6.15 Raumvektoren der Gruppe 2 A

Alle Vektoren der Ausgangsspannung der Gruppe 2 A drehen sich (mit unterschiedlichem Winkel) auf einer Ebene, die durch die Normale und die d-Achse gebildet wird (Bild 6.15).

Für die Spannungsvektoren des Typs 2 B und C gilt entsprechendes. Hier rotieren die Vektoren auf der n-e- bzw. n-f-Ebene, so dass in der Draufsicht Zeiger mit festem Winkel (120° und 240° in Bezug zur projizierten x-Koordinate) entstehen, dessen Länge vom Eingangswinkel abhängig ist.

Die Ergebnisse sind in Abb. 6.16 und 6.17 zusammengefasst.

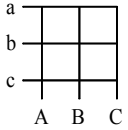










































Typ	Nr.	Bez.		Ausgang ABC	Vektor bei Eingangswinkel γ					
					0°	60°	120°	180°	240°	300°
2	10	B+1		bab						
	11	B+2		cbc						
	12	B+3		aca						
	13	B-1		aba						
	14	B-2		bc b						
	15	B-3		cac						

Abb. 6.16 Raumvektoren der Gruppe 2 B

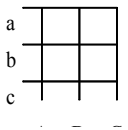










































Typ	Nr.	Bez.		Ausgang ABC	Vektor bei Eingangswinkel γ					
					0°	60°	120°	180°	240°	300°
2	16	C+1		bba						
	17	C+2		ccb						
	18	C+3		aac						
	19	C-1		aab						
	20	C-2		bbc						
	21	C-3		cca						

Abb. 6.17 Raumvektoren der Gruppe 2 C

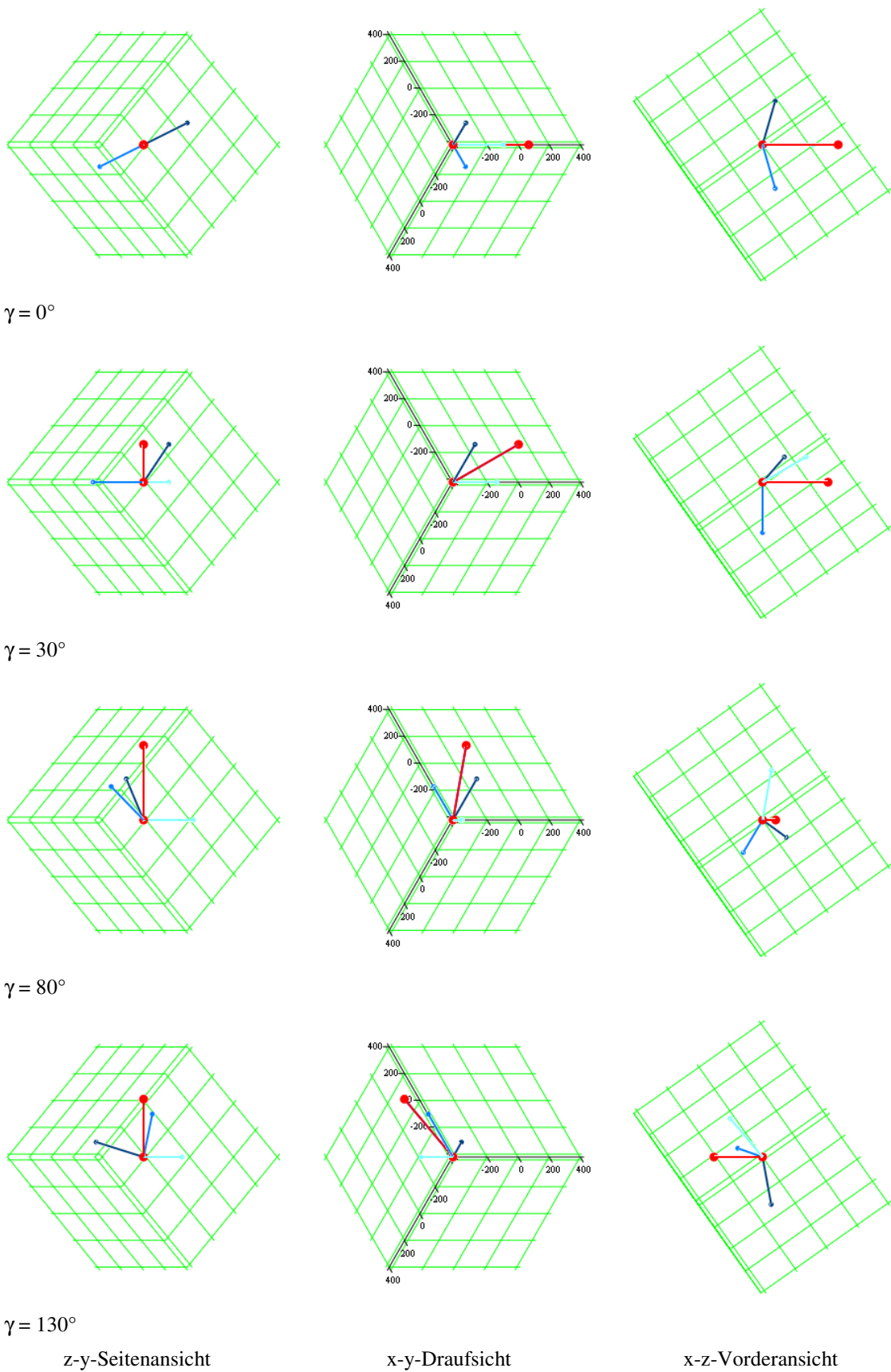


Abb. 6.18 Vektor abc vom Typ 3 im Hauptkoordinatensystem

Der synchrone Vektor abc bildet auf der Projektionsebene einen umlaufenden Zeiger mit konstanter Länge ab (Abb. 6.18). Das trifft auch für cab und bca zu, die um 120° bzw. 240° versetzt im gleichen Richtungssinn zum Eingangswinkel rotieren.

Die inversen Vektoren sind ebenfalls um je 120° versetzt, drehen jedoch entgegengesetzt zum Winkel γ .

Die Raumvektoren der Gruppe 3 haben keinen Gleichanteil, sie besitzen keine Ausdehnung in z -Richtung.

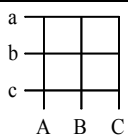










































Typ	Nr.	Bez.		Aus- gang	Vektor bei Eingangswinkel γ					
				ABC	0°	60°	120°	180°	240°	300°
3	31	Syn1		abc						
	32	Syn2		cab						
	33	Syn3		bca						
	34	Inv1		acb						
	35	Inv2		bac						
	36	Inv3		cba						

Abb. 6.19 Raumvektoren der Gruppe 3

Die synchronen und inversen Vektoren laufen gleich bzw. entgegen zum Eingangswinkel und bilden dabei den Phasenwinkel φ zwischen Strom und Spannung von der Eingangsseite auf den Ausgang ab.

Um diesen Nachteil zu vermeiden, werden jeweils ein synchroner und ein inverser Vektor kombiniert, so dass 9 neue SI-Vektoren entstehen. Die jeweilige Einschaltzeit wird zur Hälfte auf beide Anteile gelegt. Dadurch hebt sich der Phasenwinkel auf. Die Vektoren besitzen in der Projektionsebene eine feste Richtung und rotieren im Gegensatz zu den synchronen und inversen Zuständen nicht mehr.

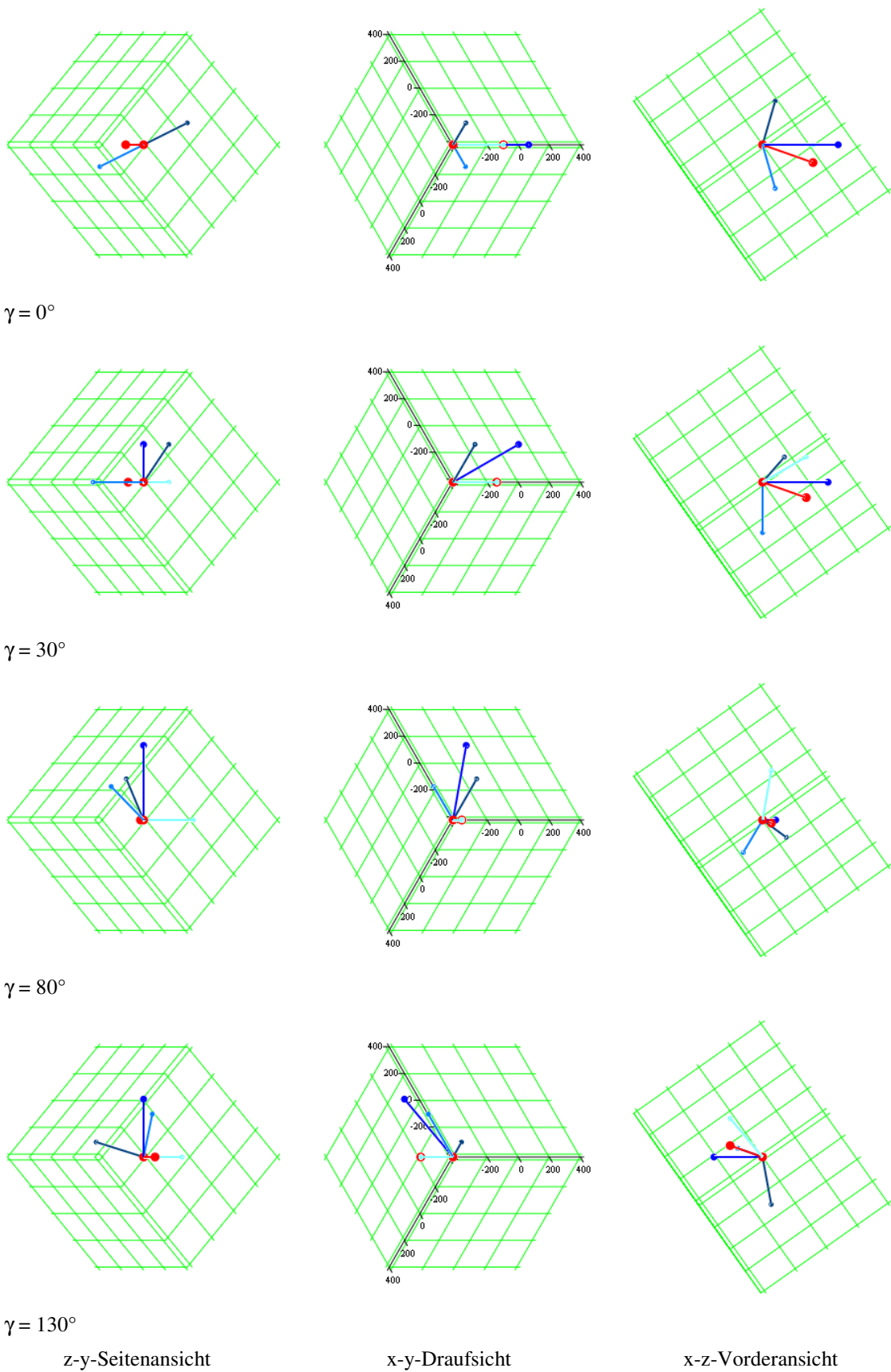


Abb. 6.20 SI-Vektor a,bc,cb vom Typ 3 im Hauptkoordinatensystem

Der in Bild 6.20 dargestellte Vektor wird durch den synchronen Zustand abc und den inversen acb gebildet. In der Tabelle sind die zu wechselnden Schalter durch einen unausgefüllten Kreis gekennzeichnet.

Die SI-Vektoren sind (wie alle der Gruppe 3) gleichanteilmäßig, besitzen also keine Ausdehnung in z-Richtung. Sie liegen in der x-y-Ebene und zeigen in Richtung 0° , 120° und 240° . Sie verändern im Gegensatz zu den Vektoren des Typs 2 ihre Länge (Abb. 6.21).

Da die SI-Zeiger an Stelle der rotieren Vektoren (Nr. 31 bis 36) im Steuerverfahren genutzt werden sollen, wurde ihre Nummerierung (Nr. 22 bis 30) vorangestellt.

Typ	Nr.	Bez.	<div><div>a b c</div><div><div></div><div></div><div></div></div><div>A B C</div></div>	Ausgang	Vektor bei Eingangswinkel γ					
				ABC	0°	60°	120°	180°	240°	300°
3	22	SI1	<div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div></div>	a,bc,cb	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>
	23	SI2	<div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div></div>	b,ca,ac	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>
	24	SI3	<div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div></div>	c,ab,ba	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>
	25	SI4	<div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div></div>	bc,a,cb	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>
	26	SI5	<div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div></div>	ca,b,ac	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>
	27	SI6	<div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div></div>	ab,c,ba	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>
	28	SI7	<div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div></div>	bc,cb,a	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>
	29	SI8	<div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div></div>	ca,ac,b	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>
	30	SI9	<div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div><div><div></div><div></div><div></div></div></div>	ab,ba,c	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>	<div><div></div><div></div><div></div></div>

Abb. 6.21 SI-Vektoren der Gruppe 3

In Abb. 6.22 sind zusammenfassend alle Vektoren der zulässigen Schaltkombinationen mit dem Eingangsraumzeiger dargestellt.

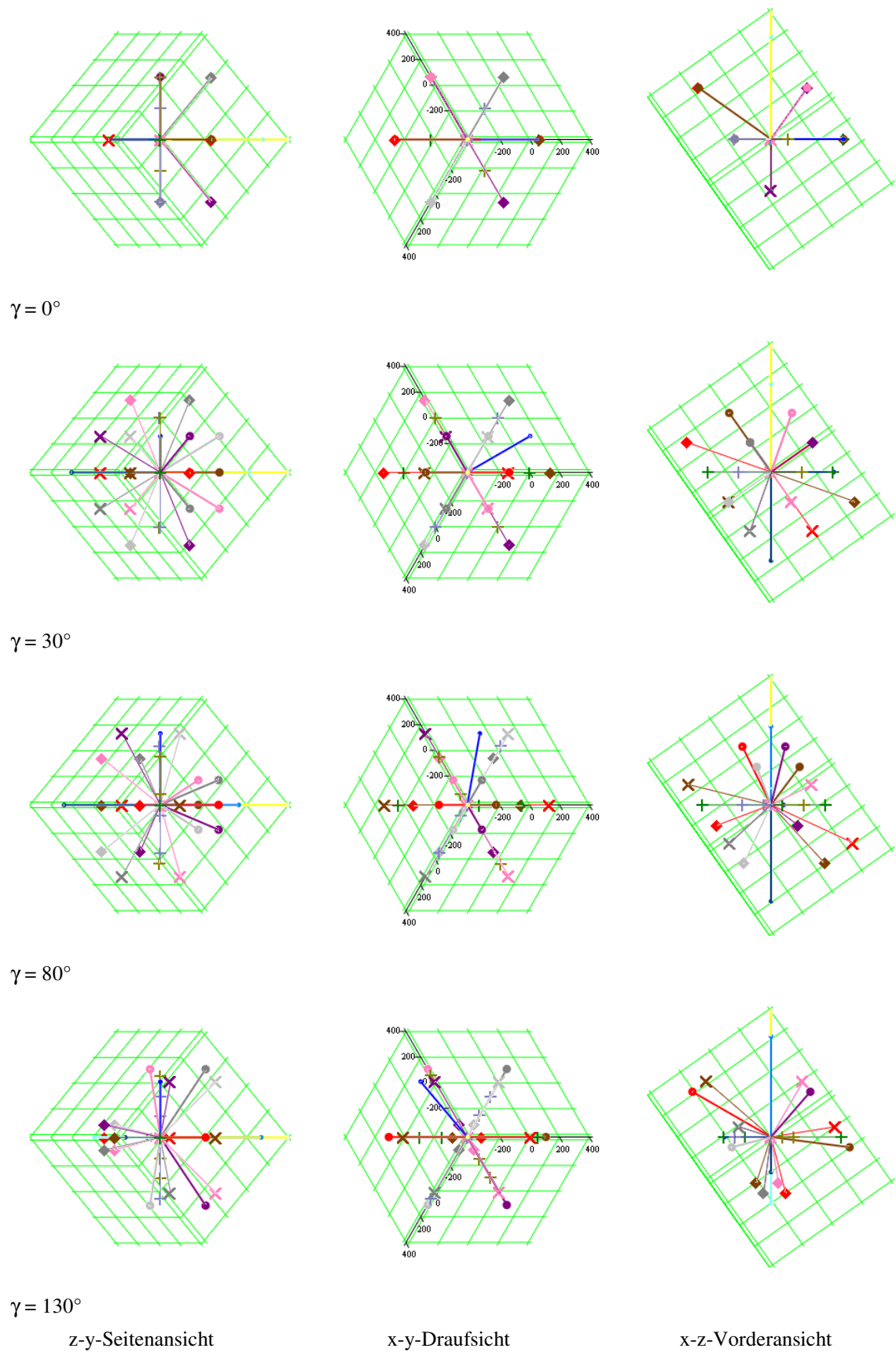


Abb. 6.22 Raumvektoren im Hauptkoordinatensystem

6.2.2 Übertragungsmatrix im Hauptkoordinatensystem

Im Gegensatz zur Raumzeigermodulation nach Kapitel 5.3, bei der die Matrix in die Gleichrichter- und die Wechselrichterseite mit den Schaltern 1 bis 12 aufgeteilt wurde, wird die Schaltermatrix $[S]$ nach Abb. 6.9 im Raumvektorverfahren als Einheit betrachtet.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 \\ S_4 & S_5 & S_6 \\ S_7 & S_8 & S_9 \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

Unter der Voraussetzung, dass nur die zuvor beschriebenen Schaltzustände genutzt und damit die Grundregeln nicht verletzt werden, ergibt sich die Ausgangsstrangspannung aus der Eingangsspannung im a-b-c-Koordinatensystem.

$$\vec{U}^{ABC} = [S]^T \cdot \vec{u}^{abc} \quad (6.17)$$

Diese Gleichung wird linksseitig mit der transponierten Drehmatrix multipliziert.

$$[D]^T \cdot \vec{U}^{ABC} = [D]^T \cdot [S]^T \cdot \vec{u}^{abc} \quad (6.18)$$

Die Transformation der Spannungsvektoren in das x-y-z-Koordinatensystem erfolgt unter Nutzung von 6.14.

$$\vec{U}^{XYZ} = [D]^T \cdot [S]^T \cdot [D] \cdot \vec{u}^{xyz} \quad (6.19)$$

$$\text{mit} \quad [D]^T \cdot \vec{U}^{ABC} = \vec{U}^{XYZ} \quad \text{und} \quad [D] \cdot \vec{u}^{xyz} = \vec{u}^{abc}$$

Das Produkt der Matrizen wird $[M]^T$ genannt,

$$[M]^T = [D]^T \cdot [S]^T \cdot [D] \quad (6.20)$$

so dass sich

$$\vec{U}^{XYZ} = [M]^T \cdot \vec{u}^{xyz} \quad (6.21)$$

ergibt.

Analog dazu gilt für den Eingangsstrom:

$$\vec{i}^{abc} = [\mathbf{S}] \cdot \vec{I}^{ABC} \quad (6.22)$$

$$[\mathbf{D}]^T \cdot \vec{i}^{abc} = [\mathbf{D}]^T \cdot [\mathbf{S}] \cdot \vec{I}^{ABC} \quad (6.23)$$

Transformation in das x-y-z-Koordinatensystem:

$$\vec{i}^{xyz} = [\mathbf{D}]^T \cdot [\mathbf{S}] \cdot [\mathbf{D}] \cdot \vec{I}^{XYZ} \quad (6.24)$$

$$\text{mit} \quad [\mathbf{D}]^T \cdot \vec{i}^{abc} = \vec{i}^{xyz} \quad \text{und} \quad [\mathbf{D}] \cdot \vec{I}^{XYZ} = \vec{I}^{ABC}$$

Hier ist das Matrizenprodukt

$$[\mathbf{M}] = [\mathbf{D}]^T \cdot [\mathbf{S}] \cdot [\mathbf{D}] \quad (6.25)$$

und damit:

$$\vec{i}^{xyz} = [\mathbf{M}] \cdot \vec{I}^{XYZ} \quad (6.26)$$

Transponiert man diese Matrix $[\mathbf{M}]$, so ist sie mit der Matrix $[\mathbf{M}]^T$ aus Gleichung 6.20 identisch.

Die Summe der Einschaltzeiten je Schaltergruppe muss zur Einhaltung der Grundregeln gleich Eins sein, so dass S_7 , S_8 und S_9 zu ersetzen sind.

$$\begin{aligned} S_7 &= 1 - S_1 - S_4 \\ S_8 &= 1 - S_2 - S_5 \\ S_9 &= 1 - S_3 - S_6 \end{aligned} \quad (6.27)$$

Nun können die Elemente von $[\mathbf{M}]$ bzw. $[\mathbf{M}]^T$ mit

$$[\mathbf{M}] = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 \\ M_4 & M_5 & M_6 \\ M_7 & M_8 & M_9 \end{bmatrix} \quad (6.28)$$

berechnet werden.

$$[\mathbf{M}]^T = \begin{bmatrix} M_1 & M_4 & M_7 \\ M_2 & M_5 & M_8 \\ M_3 & M_6 & M_9 \end{bmatrix} \quad (6.29)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(2 \cdot S_1 - S_2 - S_3) & \frac{1}{\sqrt{12}}(2 \cdot S_1 - S_2 - S_3 + 4 \cdot S_4 - 2 \cdot S_5 - 2 \cdot S_6) & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(S_2 - S_3) & \frac{1}{2}(S_2 - S_3 + 2 \cdot S_5 - 2 \cdot S_6) & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}}(S_1 + S_2 + S_3 - 1) & \frac{1}{\sqrt{6}}(S_1 + S_2 + S_3 + 2 \cdot S_4 + 2 \cdot S_5 + 2 \cdot S_6 - 3) & 1 \end{bmatrix}$$

Durch Einsetzen der entsprechenden Schaltzustände erhält man die Übertragungsmatrix $[\mathbf{M}]^T$ für die Spannung bzw. $[\mathbf{M}]$ für den Strom.

Die 1. und 2. Zeile der betreffenden Matrix ist bei Vektoren der Gruppe 1 Null, da keine Spannungsübersetzung stattfindet. Dennoch existiert eine Gleichkomponente, mindestens ein Element M_3 oder M_6 ist ungleich Null (3. Zeile der Spannungsmatrix in Abb. 6.23).

Typ 1	Art	Null1	Null2	Null3
		aaa	bbb	ccc
$[\mathbf{M}]^T$	Null	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{2} & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.23 Spannungsmatrix Typ 1

Das Gleiche gilt für die Stromübersetzung, da M_3 oder M_6 (3. Spalte der Strommatrix in Bild 6.24) besetzt sind.

Typ 1	Art	Null1	Null2	Null3
		aaa	bbb	ccc
[M]	Null	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \sqrt{2} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.24 Strommatrix Typ 1

Die Spannungsmatrizen der Gruppe 2 sind in den Abb. 6.25 bis 6.27 aufgeführt.

Die 3. Spalte der Matrizen ist mit (0 0 1) belegt. Eine Gleichkomponente auf der Eingangsseite würde nur den Gleichanteil am Ausgang beeinflussen.

Mindestens eins der Elemente M_3 oder M_6 ist, wie in der Gruppe 1, von Null verschieden, so dass je nach Eingangsspannung eine Potentialdifferenz zwischen Ein- und Ausgangssystem entsteht.

Typ 2	Art	A+1	A+2	A+3
		abb	bcc	caa
[M] ^T	A+	$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$
		A-1	A-2	A-3
		baa	cbb	acc
	A-	$\begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.25 Spannungsmatrix Typ 2 A

Typ 2	Art	B+1	B+2	B+3
		bab	cbc	aca
[M] ^T	B+	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$
		B-1	B-2	B-3
		aba	bcb	cac
	B-	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.26 Spannungsmatrix Typ 2 B

Typ 2	Art	C+1	C+2	C+3
		bba	ccb	aac
[M] ^T	C+	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$
		C-1	C-2	C-3
		aab	bbc	cca
	C-	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.27 Spannungsmatrix Typ 2 C

Die Stromübertragung der Schaltzustände der Gruppe 2 ist den Tabellen 6.28 bis 6.30 zu entnehmen.

Typ 2	Art	A+1	A+2	A+3
		abb	bcc	caa
[M]	A+	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
		A-1	A-2	A-3
		baa	cbb	acc
	A-	$\begin{bmatrix} -1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{2}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.28 Strommatrix Typ 2 A

Hier lautet die 3. Zeile (0 0 1). Eine Gleichkomponente im Eingangsstrom kann nur entstehen, wenn der Ausgangsstrom einen Gleichanteil besitzt.

Da in der Schaltung nach Abb. 5.1 zwischen den Sternpunkten keine Verbindung besteht, sind Eingangsstrom, Eingangsspannung und Ausgangsstrom immer gleichanteilfrei, so dass unter dieser Voraussetzung das Element M_9 Null gesetzt werden kann.

Typ 2	Art	B+1	B+2	B+3
		bab	cbc	aca
[M]	B+	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
		B-1	B-2	B-3
		aba	bcb	cac
	B-	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & -1 & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.29 Strommatrix Typ 2 B

Typ 2	Art	C+1	C+2	C+3
		bba	ccb	aac
[M]	C+	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & -1 & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
		C-1	C-2	C-3
		aab	bbc	cca
	C-	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.30 Strommatrix Typ 2 C

Wie in Punkt 6.2.1 erläutert, werden an Stelle der synchronen und inversen Zustände die SI-Vektoren vom Typ 3 genutzt. Daher wird die Spannungs- und Stromübertragung nur für diese Schaltzustände untersucht. Die Ergebnisse sind in Abb. 6.31 und 6.32 zusammengefasst.

In dieser Schaltgruppe ist die 3. Zeile mit der 3. Spalte (0 0 1) identisch. Gleichanteile der einen Seite beeinflussen nur die Gleichkomponente der jeweils anderen. Mit dem vorausgesetzten 3-Leiter-System kann auch hier M_0 Null gesetzt werden. Die SI-Vektoren können keine Gleichanteile erzeugen.

Typ 2	Art	SI1	SI2	SI3
		a,bc,cb	b,ca,ac	c,ab,ba
$[M]^T$	SI	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
		SI4	SI5	SI6
		bc,a,cb	ca,b,ac	ab,c,ba
		$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{4} & \frac{3}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{3}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
		SI7	SI8	SI9
		bc,cb,a	ca,ac,b	ab,ba,c
		$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{3}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{4} & \frac{3}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.31 Spannungsmatrix Typ 3

Typ 2	Art	SI1	SI2	SI3
		a,bc,cb	b,ca,ac	c,ab,ba
[M]	SI	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
		SI4	SI5	SI6
		bc,a,cb	ca,b,ac	ab,c,ba
		$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{4} & \frac{3}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{3}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
		SI7	SI8	SI9
		bc,cb,a	ca,ac,b	ab,ba,c
		$\begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{3}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{3}}{4} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{4} & \frac{3}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.32 Strommatrix Typ 3

6.2.3 Spannungsübersetzung der Schaltkombinationen

Für die Berechnung der betragsmäßigen Spannungsübersetzung $|\ddot{u}|$ zwischen Ein- und Ausgang werden nur die ersten beiden Komponenten der Raumvektoren betrachtet, da der Eingang gleichanteilfrei ist und ein überlagerter Gleichanteil zur Spannung innerhalb des Ausgangssystems keinen Beitrag leistet. Die Spannungsmatrix kann auf die Größe 2 x 2 reduziert werden.

Für die Spannungsübertragung gilt dann:

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 \\ M_4 & M_5 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

Die Übersetzung berechnet sich aus:

$$|\ddot{u}| = \frac{\sqrt{X^2 + Y^2}}{\sqrt{x^2 + y^2}} = \sqrt{\frac{X^2 + Y^2}{x^2 + y^2}} \quad (6.31)$$

Wird o. B. d. A. ein normiertes Eingangssystem angenommen, dann ist mit den Ergebnissen aus Kapitel 6.1.3

$$\begin{aligned} x &= \cos \gamma & y &= \sin \gamma \\ X &= M_1 \cdot x + M_4 \cdot y & Y &= M_2 \cdot x + M_5 \cdot y \end{aligned} \quad (6.32)$$

so dass sich

$$|\ddot{u}| = \sqrt{(M_1 \cdot \cos \gamma + M_4 \cdot \sin \gamma)^2 + (M_2 \cdot \cos \gamma + M_5 \cdot \sin \gamma)^2} \quad (6.33)$$

ergibt.

Die in den Tabellen 6.25 bis 6.27 sowie 6.31 für die Spannungsmatrizen des Typs 2 bzw. 3 zusammengefassten Ergebnisse werden in die Gleichung 6.33 eingesetzt.

Die Spannungsübersetzung innerhalb der Gruppe 2 von A, B und C sind gleich (A+1, B+1 und C+1 usw.). Bei den SI-Vektoren stimmen jeweils 1, 4, 7 sowie 2, 5, 8 und 3, 6, 9 überein.

Werden auch negative Ergebnisse zugelassen, erhält man die vom Eingangswinkel γ abhängige vorzeichenbehaftete Länge der Spannungsübersetzung \ddot{u} . In der Abb. 6.33 sind diese Größen sowie eine vereinfachte Form angegeben.

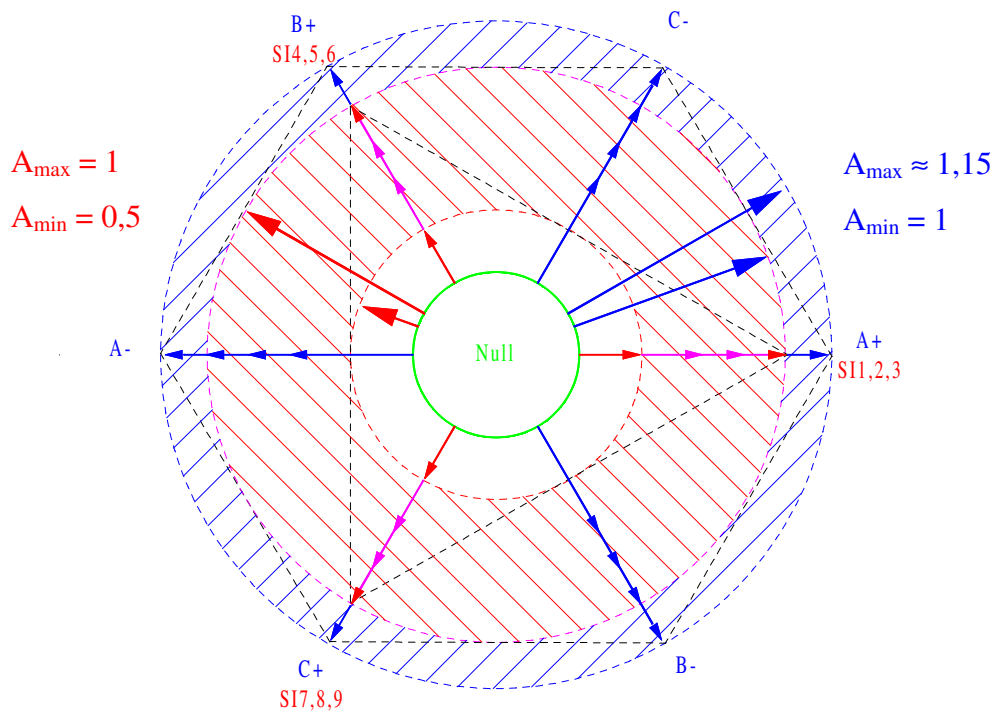
Die 6 Werte der Gruppe 2 sind jeweils 60° versetzt, die Amplitude beträgt $\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$.

In der SI-Gruppe ist der Spitzenwert 1 bei einem Unterschied von 120° .

Typ	Art	l _{ül}	ü	ü (vereinfacht)
2 A B C	+1	$\sqrt{\left(\cos \gamma - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \gamma\right)^2}$	$\cos \gamma - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\gamma + 30^\circ)$
	+2	$\sqrt{\left(\frac{2}{\sqrt{3}} \sin \gamma\right)^2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\gamma + 270^\circ)$
	+3	$\sqrt{\left(-\cos \gamma - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \gamma\right)^2}$	$-\cos \gamma - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\gamma + 150^\circ)$
	-1	$\sqrt{\left(-\cos \gamma + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \gamma\right)^2}$	$-\cos \gamma + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\gamma + 210^\circ)$
	-2	$\sqrt{\left(-\frac{2}{\sqrt{3}} \sin \gamma\right)^2}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\gamma + 90^\circ)$
	-3	$\sqrt{\left(\cos \gamma + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \gamma\right)^2}$	$\cos \gamma + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \gamma$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\gamma + 330^\circ)$
3 SI	1,4,7	$\sqrt{(\cos \gamma)^2}$	$\cos \gamma$	$\cos \gamma$
	2,5,8	$\sqrt{\left(-\frac{1}{2} \cos \gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \gamma\right)^2}$	$-\frac{1}{2} \cos \gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \gamma$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\gamma + 240^\circ)$
	3,6,9	$\sqrt{\left(-\frac{1}{2} \cos \gamma - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \gamma\right)^2}$	$-\frac{1}{2} \cos \gamma - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \gamma$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\gamma + 120^\circ)$

Abb. 6.33 Spannungsübersetzung Gruppe 2 und 3

Sie beträgt für die beiden Gruppen: Typ 2 $A_{\min} = 1$ Typ 3 $A_{\min} = 0,5$



Während sich die Länge der größten 60°-Randzeiger des Typs 2 in Abhängigkeit von γ zwischen 1 und 1,15 ändert, liegt dieser Wert in der Gruppe 3 zwischen 0,5 und 1. Sollen die SI-Vektoren unabhängig vom Eingangswinkel genutzt werden, ist die Höhe der möglichen Spannungsübersetzung stark reduziert.

6.3 Berechnung der Einschaltzeiten

Für die Berechnung der Gesamtübertragungsfunktion sowie der Einschaltzeiten der Vektoren müssen die entsprechenden Größen in das x-y-z-Koordinatensystem transformiert werden. Wie im vorigen Kapitel gezeigt, ist zwischen der Strom- und der Spannungsgleichung zu unterscheiden, gegebenenfalls genügt die Betrachtung von zwei Komponenten.

Zur übersichtlichen Darstellung der zum Teil umfangreichen Rechnungen ist es zweckmäßig, die Bezeichnungen (vor allem im Hauptkoordinatensystem) so kurz wie möglich zu wählen. Sie werden hier zusammenfassend aufgeführt.

Für die Strangspannung bzw. den Strom gilt:

$$\begin{aligned}\vec{U}^{ABC} &= \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} & \vec{u}^{abc} &= \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \\ \vec{I}^{ABC} &= \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} & \vec{i}^{abc} &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}\end{aligned}\tag{6.34}$$

Kleinbuchstaben kennzeichnen immer den Eingang, Großbuchstaben die Ausgangsseite. Im Hauptkoordinatensystem gelten folgende Bezeichnungen:

$$\begin{aligned}\vec{U}^{XYZ} &= \begin{bmatrix} U \\ V \\ W \end{bmatrix} = \vec{U} & \vec{u}^{xyz} &= \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \vec{u} \\ \vec{I}^{XYZ} &= \begin{bmatrix} I \\ J \\ K \end{bmatrix} = \vec{I} & \vec{i}^{xyz} &= \begin{bmatrix} i \\ j \\ k \end{bmatrix} = \vec{i}\end{aligned}\tag{6.35}$$

Die Komponenten dieser Vektoren beziehen sich auf das x-y-z-System und dürfen nicht mit den realen Stranggrößen verwechselt werden. Insbesondere ist auf die verschiedene Bedeutung der Spannungsbezeichnung zu achten ($u \neq u_a, v \neq u_b, w \neq u_c$).

Zur Vereinfachung wird auf die explizite Angabe der x-y-z-Koordinaten verzichtet.

Falls für die Berechnung nur zwei Komponenten genutzt werden, da die dritte Null ist oder die zugehörige Matrix an der betreffenden Stelle eine Null-Zeile (-Spalte) besitzt, kann der Vektor auf eine Zeigergröße reduziert werden.

$$\begin{aligned}\underline{\underline{U}}^{xy} &= \begin{bmatrix} \underline{U} \\ \underline{V} \end{bmatrix} = \underline{\underline{U}} & \underline{u}^{xy} &= \begin{bmatrix} \underline{u} \\ \underline{v} \end{bmatrix} = \underline{u} \\ \underline{\underline{I}}^{xy} &= \begin{bmatrix} \underline{I} \\ \underline{J} \end{bmatrix} = \underline{\underline{I}} & \underline{i}^{xy} &= \begin{bmatrix} \underline{i} \\ \underline{j} \end{bmatrix} = \underline{i}\end{aligned}\tag{6.36}$$

In der betreffenden 3 x 3 Matrix ist jeweils die dritte Zeile und/oder Spalte zu streichen. Die so entstandene Matrix erhält keine neue Bezeichnung, da vorausgesetzt wird, dass sie je nach Anzahl der Komponenten in der zugehörigen Dimension vorliegt.

6.3.1 Aufstellung der Gesamtübertragungsfunktion

Im 3-Leiter-System sind Ein- und Ausgangsstrom sowie die Eingangsspannung gleichanteilfrei, mit den zuvor getroffenen Bezeichnungen heißt das:

$$k = 0 \quad K = 0 \quad w = 0 \quad W \rightarrow 0 \tag{6.37}$$

Für die Stromübertragungsfunktion kann prinzipiell auf zwei Größen reduziert werden, bei der Spannung ist dies nicht möglich, da die W-Komponente erst durch eine geeignete Steuerfunktion zu minimieren ist.

Der Gesamtvektor der Ausgangsspannung setzt sich aus den mit der betreffenden Einschaltzeit gewichteten Anteilen zusammen:

$$\begin{aligned}\vec{U} &= \sum_{n=1}^{30} t_n \cdot \vec{U}_n \\ \text{mit} \quad \vec{U}_n &= [\underline{M}]_n^T \cdot \underline{u}\end{aligned}\tag{6.38}$$

Die Zuordnung der Laufvariable n wird in Übereinstimmung mit der in Kapitel 6.2 getroffenen Nummerierung der 30 Einzelvektoren sowie der zugehörigen Matrizen bzw. Zeiten vorgenommen.

Damit ergibt sich für die Ausgangsspannung:

$$\begin{aligned}
 U = & u \cdot \left(t_4 - t_6 - t_7 + t_9 - \frac{1}{2}t_{10} + \frac{1}{2}t_{12} + \frac{1}{2}t_{13} - \frac{1}{2}t_{15} - \frac{1}{2}t_{16} + \frac{1}{2}t_{18} + \frac{1}{2}t_{19} - \frac{1}{2}t_{21} \right. \\
 & \left. + t_{22} - \frac{1}{2}t_{23} - \frac{1}{2}t_{24} - \frac{1}{2}t_{25} + \frac{1}{4}t_{26} + \frac{1}{4}t_{27} - \frac{1}{2}t_{28} + \frac{1}{4}t_{29} + \frac{1}{4}t_{30} \right) \\
 & + v \cdot \left(-\frac{1}{\sqrt{3}}t_4 + \frac{2}{\sqrt{3}}t_5 - \frac{1}{\sqrt{3}}t_6 + \frac{1}{\sqrt{3}}t_7 - \frac{2}{\sqrt{3}}t_8 + \frac{1}{\sqrt{3}}t_9 + \frac{\sqrt{3}}{6}t_{10} - \frac{1}{\sqrt{3}}t_{11} + \frac{\sqrt{3}}{6}t_{12} \right. \\
 & - \frac{\sqrt{3}}{6}t_{13} + \frac{1}{\sqrt{3}}t_{14} - \frac{\sqrt{3}}{6}t_{15} + \frac{\sqrt{3}}{6}t_{16} - \frac{1}{\sqrt{3}}t_{17} + \frac{\sqrt{3}}{6}t_{18} - \frac{\sqrt{3}}{6}t_{19} + \frac{1}{\sqrt{3}}t_{20} - \frac{\sqrt{3}}{6}t_{21} \\
 & \left. + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{23} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{24} + \frac{\sqrt{3}}{4}t_{26} + \frac{\sqrt{3}}{4}t_{27} - \frac{\sqrt{3}}{4}t_{29} + \frac{\sqrt{3}}{4}t_{30} \right) \\
 V = & u \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2}t_{10} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{12} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{13} + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{15} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{16} + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{18} + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{19} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{21} \right. \\
 & \left. + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{25} - \frac{\sqrt{3}}{4}t_{26} - \frac{\sqrt{3}}{4}t_{27} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{28} + \frac{\sqrt{3}}{4}t_{29} + \frac{\sqrt{3}}{4}t_{30} \right) \\
 & + v \cdot \left(-\frac{1}{2}t_{10} + t_{11} - \frac{1}{2}t_{12} + \frac{1}{2}t_{13} - t_{14} + \frac{1}{2}t_{15} + \frac{1}{2}t_{16} - t_{17} + \frac{1}{2}t_{18} - \frac{1}{2}t_{19} + t_{20} - \frac{1}{2}t_{21} \right. \\
 & \left. + \frac{3}{4}t_{26} - \frac{3}{4}t_{27} - \frac{3}{4}t_{29} + \frac{3}{4}t_{30} \right) \\
 W = & u \cdot \left(\sqrt{2}t_1 - \frac{1}{\sqrt{2}}t_2 - \frac{1}{\sqrt{2}}t_3 - \frac{1}{\sqrt{2}}t_5 + \frac{1}{\sqrt{2}}t_6 + \frac{1}{\sqrt{2}}t_7 - \frac{1}{\sqrt{2}}t_8 - \frac{1}{\sqrt{2}}t_{11} + \frac{1}{\sqrt{2}}t_{12} \right. \\
 & \left. + \frac{1}{\sqrt{2}}t_{13} - \frac{1}{\sqrt{2}}t_{14} - \frac{1}{\sqrt{2}}t_{17} + \frac{1}{\sqrt{2}}t_{18} + \frac{1}{\sqrt{2}}t_{19} - \frac{1}{\sqrt{2}}t_{20} \right) \\
 & + v \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}t_2 - \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}t_3 + \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}t_4 - \frac{1}{\sqrt{6}}t_5 - \frac{1}{\sqrt{6}}t_6 + \frac{1}{\sqrt{6}}t_7 + \frac{1}{\sqrt{6}}t_8 - \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}t_9 + \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}t_{10} \right. \\
 & - \frac{1}{\sqrt{6}}t_{11} - \frac{1}{\sqrt{6}}t_{12} + \frac{1}{\sqrt{6}}t_{13} + \frac{1}{\sqrt{6}}t_{14} - \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}t_{15} + \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}t_{16} - \frac{1}{\sqrt{6}}t_{17} - \frac{1}{\sqrt{6}}t_{18} \\
 & \left. + \frac{1}{\sqrt{6}}t_{19} + \frac{1}{\sqrt{6}}t_{20} - \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}t_{21} \right)
 \end{aligned} \tag{6.39}$$

Die Ausgangsspannung ist nur von u und v abhängig, da $w = 0$ ist.

Für den Eingangsstromzeiger gilt:

$$\underline{i} = \sum_{n=1}^{30} t_n \cdot \underline{i}_n \quad (6.40)$$

$$\text{mit} \quad \underline{i}_n = [\mathbf{M}]_n \cdot \underline{I}$$

Das ergibt:

$$\begin{aligned} i = I \cdot & \left(t_4 - t_6 - t_7 + t_9 - \frac{1}{2}t_{10} + \frac{1}{2}t_{12} + \frac{1}{2}t_{13} - \frac{1}{2}t_{15} - \frac{1}{2}t_{16} + \frac{1}{2}t_{18} + \frac{1}{2}t_{19} - \frac{1}{2}t_{21} \right. \\ & \left. + t_{22} - \frac{1}{2}t_{23} - \frac{1}{2}t_{24} - \frac{1}{2}t_{25} + \frac{1}{4}t_{26} + \frac{1}{4}t_{27} - \frac{1}{2}t_{28} + \frac{1}{4}t_{29} + \frac{1}{4}t_{30} \right) \\ & + J \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2}t_{10} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{12} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{13} + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{15} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{16} + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{18} + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{19} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{21} \right. \\ & \left. + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{25} - \frac{\sqrt{3}}{4}t_{26} - \frac{\sqrt{3}}{4}t_{27} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{28} + \frac{\sqrt{3}}{4}t_{29} + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{30} \right) \end{aligned} \quad (6.41)$$

$$\begin{aligned} j = I \cdot & \left(-\frac{1}{\sqrt{3}}t_4 + \frac{2}{\sqrt{3}}t_5 - \frac{1}{\sqrt{3}}t_6 + \frac{1}{\sqrt{3}}t_7 - \frac{2}{\sqrt{3}}t_8 + \frac{1}{\sqrt{3}}t_9 + \frac{\sqrt{3}}{6}t_{10} - \frac{1}{\sqrt{3}}t_{11} + \frac{\sqrt{3}}{6}t_{12} \right. \\ & - \frac{\sqrt{3}}{6}t_{13} + \frac{1}{\sqrt{3}}t_{14} - \frac{\sqrt{3}}{6}t_{15} + \frac{\sqrt{3}}{6}t_{16} - \frac{1}{\sqrt{3}}t_{17} + \frac{\sqrt{3}}{6}t_{18} - \frac{\sqrt{3}}{6}t_{19} + \frac{1}{\sqrt{3}}t_{20} - \frac{\sqrt{3}}{6}t_{21} \\ & \left. + \frac{\sqrt{3}}{2}t_{23} - \frac{\sqrt{3}}{2}t_{24} - \frac{\sqrt{3}}{4}t_{26} + \frac{\sqrt{3}}{4}t_{27} - \frac{\sqrt{3}}{4}t_{29} + \frac{\sqrt{3}}{4}t_{30} \right) \\ & + J \cdot \left(-\frac{1}{2}t_{10} + t_{11} - \frac{1}{2}t_{12} + \frac{1}{2}t_{13} - t_{14} + \frac{1}{2}t_{15} + \frac{1}{2}t_{16} - t_{17} + \frac{1}{2}t_{18} - \frac{1}{2}t_{19} + t_{20} - \frac{1}{2}t_{21} \right. \\ & \left. + \frac{3}{4}t_{26} - \frac{3}{4}t_{27} - \frac{3}{4}t_{29} + \frac{3}{4}t_{30} \right) \end{aligned}$$

Der Strom ist nach Gleichung 6.37 auf der Eingangs- und der Ausgangsseite gleich-
anteilfrei, sowohl die i- als auch die j-Komponente werden vom I- und J-Anteil des
Ausgangsstromes beeinflusst.

6.3.2 Beschreibung der Optimierungsaufgabe

Mit der Gesamtübertragungsfunktion und den in Abschn. 6 aufgestellten Forderungen an das Steuerverfahren kann das Gleichungssystem aufgestellt werden, aus dem durch Optimierung geeignete Vektoren mit den zugehörigen Einschaltzeiten zu bestimmen sind.

Die zusätzlichen Forderungen können wie folgt dargestellt werden:

- | | |
|---|--|
| 1. blindstromfreier Eingangsstrom | $\cos \varphi = 1$ |
| 2. Ausgangsspannung ohne Gleichkomponente | $W = 0$ |
| 3. geringe Schaltverluste | $\max \text{Anzahl } t_1 \dots t_{30} = 0$ |

Zur Erfüllung von Punkt 2 wird in der Gesamtübertragung nach Gleichung 6.39 die dritte Komponente Null gesetzt, die Forderung 3 wird durch das Optimierungsverfahren und eine geeignete Auswahl von Randvektoren gewährleistet und im nachfolgenden Abschnitt beschrieben.

Der Punkt 1 ist äquivalent zu:

$$\underline{u} \times \underline{i} = 0 \quad (6.42)$$

Die Größen sind in Abb. 6.35 dargestellt.

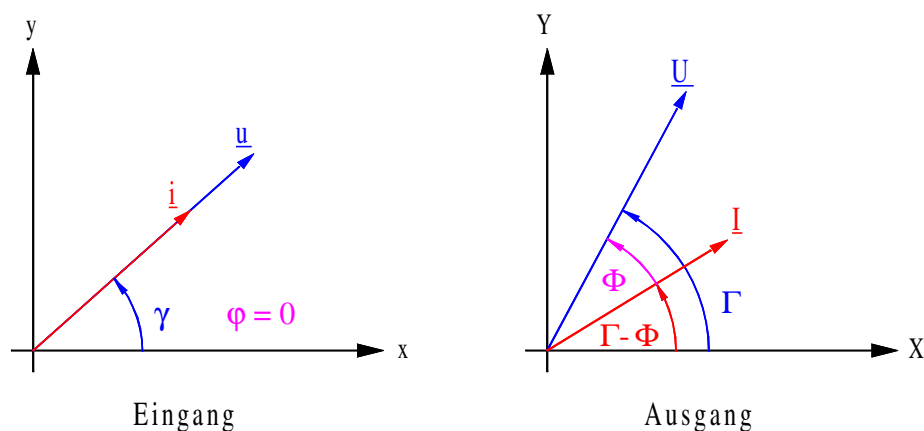


Abb. 6.35 Winkel der Eingangs- und Ausgangsveiger

Mit

$$\begin{bmatrix} i \\ j \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} I \\ J \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \begin{aligned} I &= \hat{I} \cdot \cos(\Gamma - \Phi) \\ J &= \hat{I} \cdot \sin(\Gamma - \Phi) \end{aligned} \quad (6.43)$$

ergibt sich für

$$\begin{aligned} \underline{u} \times \underline{i} &= \hat{I} \cdot [\underline{u} \cdot (M_4 \cos(\Gamma - \Phi) + M_5 \sin(\Gamma - \Phi)) \\ &\quad - v \cdot (M_1 \cos(\Gamma - \Phi) + M_2 \sin(\Gamma - \Phi))] = 0 \end{aligned} \quad (6.44)$$

Diese Gleichung kann durch die Amplitude des Ausgangsstromes dividiert werden, das Ergebnis wird mit u_i bezeichnet.

$$\begin{aligned} u_i &= \frac{1}{\hat{I}} (\underline{u} \times \underline{i}) = 0 \\ &= u \cdot (M_4 \cos(\Gamma - \Phi) + M_5 \sin(\Gamma - \Phi)) - v \cdot (M_1 \cos(\Gamma - \Phi) + M_2 \sin(\Gamma - \Phi)) \\ &= u \cdot (M_4 I' + M_5 J') - v \cdot (M_1 I' + M_2 J') \end{aligned} \quad (6.45)$$

$$\text{mit} \quad I' = \cos(\Gamma - \Phi) \quad J' = \sin(\Gamma - \Phi)$$

Außerdem muss für einen unterbrechungsfreien Stromfluss die Summe der Einschaltzeiten der Dauer einer Taktperiode entsprechen. Sie ist in eine bestimmte Anzahl von Pulsen unterteilt. Die auf diese Größe bezogenen Zeiten erhält man direkt, wenn die Komponenten U und V aus der Gleichung 6.39 mit der Pulszahl P_z multipliziert werden. Dann ergibt sich für die bezogenen Einschaltzeiten t_n :

$$P_z = \sum_{n=1}^{30} t_n \quad (6.46)$$

Die so erhaltenen Gleichungen aus 6.39, 6.45 und 6.46 bilden ein lineares Gleichungssystem aus 5 Komponenten. Die nach den Einschaltzeiten geordneten Anteile werden jeweils zu einem Spaltenvektor zusammengefasst.

Mit der gewünschten Amplitude \hat{U} der Ausgangsspannung und dem zugehörigen Winkel Γ erhält man für den Ergebnisvektor:

$$\begin{bmatrix} U' \\ V' \\ W \\ u_i \\ Pz \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} U' &= \hat{U} \cdot Pz \cdot \cos(\Gamma) \\ V' &= \hat{U} \cdot Pz \cdot \sin(\Gamma) \\ W &:= 0 \\ u_i &:= 0 \\ Pz &= \text{Pulszahl je Taktperiode} \end{aligned} \quad (6.47)$$

Die Spaltenvektoren des Gleichungssystems für die einzelnen Schaltzustände können aus den o. g. Gleichungen abgeleitet werden und lauten unter Nutzung der in den Tabellen 6.23 bis 6.32 aufgeführten Matrizen:

$$[V]_n = \begin{bmatrix} M_1 \cdot u + M_4 \cdot v \\ M_2 \cdot u + M_5 \cdot v \\ M_3 \cdot u + M_6 \cdot v \\ M_4 \cdot u \cdot I' + M_5 \cdot u \cdot J' - M_1 \cdot v \cdot I' + M_2 \cdot v \cdot J' \\ 1 \end{bmatrix} \quad (6.48)$$

$$\text{mit} \quad \begin{aligned} u &= \hat{u} \cdot \cos(\gamma) & I' &= \cos(\Gamma - \Phi) \\ v &= \hat{u} \cdot \sin(\gamma) & J' &= \sin(\Gamma - \Phi) \end{aligned}$$

Damit kann die zu lösende Optimierungsaufgabe zusammengefasst werden:

$$\begin{bmatrix} U' \\ V' \\ W \\ u_i \\ Pz \end{bmatrix} = \sum_{n=1}^{30} (t_n \cdot [V]_n) \quad 0 \leq t_n \leq Pz \quad (6.49)$$

Die Vektoren vom Typ 1 und 2 sind auf den nachfolgenden Seiten dargestellt. Die Gruppe 3 ist nicht aufgeführt, da diese Schaltzustände (wie später gezeigt wird) für das Steuerverfahren nicht geeignet sind.

Null1	$[V]_1$	Null2	$[V]_2$	Null3	$[V]_3$
	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{2}u \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-1}{\sqrt{2}}u + \frac{\sqrt{6}}{2}v \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-1}{\sqrt{2}}u - \frac{\sqrt{6}}{2}v \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.36 Spaltenvektoren $[V]_1$ bis $[V]_3$ der Gruppe 1

A+1	$[V]_4$	A+2	$[V]_5$	A+3	$[V]_6$
	$\begin{bmatrix} u - \frac{1}{\sqrt{3}}v \\ 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}v \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}uI' - vI' \\ 1 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}}v \\ 0 \\ \frac{-1}{\sqrt{2}}u - \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{2}{\sqrt{3}}uI' \\ 1 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} -u - \frac{1}{\sqrt{3}}v \\ 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}}u - \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}uI' + vI' \\ 1 \end{bmatrix}$
A-1	$[V]_7$	A-2	$[V]_8$	A-3	$[V]_9$
	$\begin{bmatrix} -u + \frac{1}{\sqrt{3}}v \\ 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}}u + \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{1}{\sqrt{3}}uI' + vI' \\ 1 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} \frac{-2}{\sqrt{3}}v \\ 0 \\ \frac{-1}{\sqrt{2}}u + \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{-2}{\sqrt{3}}uI' \\ 1 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} u + \frac{1}{\sqrt{3}}v \\ 0 \\ \frac{-\sqrt{2}}{\sqrt{3}}v \\ \frac{1}{\sqrt{3}}uI' - vI' \\ 1 \end{bmatrix}$

Abb. 6.37 Spaltenvektoren $[V]_4$ bis $[V]_9$ der Gruppe 2 AAbb. 6.38 Spaltenvektoren $[V]_{10}$ bis $[V]_{15}$ der Gruppe 2 B (nachfolgende Seite oben)Abb. 6.39 Spaltenvektoren $[V]_{16}$ bis $[V]_{21}$ der Gruppe 2 C (nachfolgende Seite unten)

B+1	[V] ₁₀	B+2	[V] ₁₁	B+3	[V] ₁₂
$\begin{bmatrix} \frac{-1}{2}u + \frac{\sqrt{3}}{6}v \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u - \frac{1}{2}v \\ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}v \\ \frac{\sqrt{3}}{6}uI' - \frac{1}{2}uJ' + \frac{1}{2}vI' - \frac{\sqrt{3}}{2}vJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
$\begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{3}}v \\ v \\ \frac{-1}{\sqrt{2}}u - \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}uI' + uJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}u + \frac{\sqrt{3}}{6}v \\ \frac{-\sqrt{3}}{2}u - \frac{1}{2}v \\ \frac{1}{\sqrt{2}}u - \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{\sqrt{3}}{6}uI' - \frac{1}{2}uJ' - \frac{1}{2}vI' + \frac{\sqrt{3}}{2}vJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
B-1	[V] ₁₃	B-2	[V] ₁₄	B-3	[V] ₁₅
$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}u - \frac{\sqrt{3}}{6}v \\ \frac{-\sqrt{3}}{2}u + \frac{1}{2}v \\ \frac{1}{\sqrt{2}}u + \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{-\sqrt{3}}{6}uI' + \frac{1}{2}uJ' - \frac{1}{2}vI' + \frac{\sqrt{3}}{2}vJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}}v \\ -v \\ \frac{-1}{\sqrt{2}}u + \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{1}{\sqrt{3}}uI' - uJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
$\begin{bmatrix} \frac{-1}{2}u - \frac{\sqrt{3}}{6}v \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u + \frac{1}{2}v \\ \frac{-\sqrt{2}}{\sqrt{3}}v \\ \frac{-\sqrt{3}}{6}uI' + \frac{1}{2}uJ' + \frac{1}{2}vI' - \frac{\sqrt{3}}{2}vJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
C+1	[V] ₁₆	C+2	[V] ₁₇	C+3	[V] ₁₈
$\begin{bmatrix} \frac{-1}{2}u + \frac{\sqrt{3}}{6}v \\ \frac{-\sqrt{3}}{2}u + \frac{1}{2}v \\ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}v \\ \frac{\sqrt{3}}{6}uI' + \frac{1}{2}uJ' + \frac{1}{2}vI' + \frac{\sqrt{3}}{2}vJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
$\begin{bmatrix} \frac{-1}{\sqrt{3}}v \\ -v \\ \frac{-1}{\sqrt{2}}u - \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{-1}{\sqrt{3}}uI' - uJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}u + \frac{\sqrt{3}}{6}v \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u + \frac{1}{2}v \\ \frac{1}{\sqrt{2}}u - \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{\sqrt{3}}{6}uI' + \frac{1}{2}uJ' - \frac{1}{2}vI' - \frac{\sqrt{3}}{2}vJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
C-1	[V] ₁₉	C-2	[V] ₂₀	C-3	[V] ₂₁
$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}u - \frac{\sqrt{3}}{6}v \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u - \frac{1}{2}v \\ \frac{1}{\sqrt{2}}u + \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{-\sqrt{3}}{6}uI' - \frac{1}{2}uJ' - \frac{1}{2}vI' - \frac{\sqrt{3}}{2}vJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
$\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}}v \\ v \\ \frac{-1}{\sqrt{2}}u + \frac{1}{\sqrt{6}}v \\ \frac{1}{\sqrt{3}}uI' + uJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					
$\begin{bmatrix} \frac{-1}{2}u - \frac{\sqrt{3}}{6}v \\ \frac{-\sqrt{3}}{2}u - \frac{1}{2}v \\ \frac{-\sqrt{2}}{\sqrt{3}}v \\ \frac{-\sqrt{3}}{6}uI' - \frac{1}{2}uJ' + \frac{1}{2}vI' + \frac{\sqrt{3}}{2}vJ' \\ 1 \end{bmatrix}$					

6.3.3 Numerische Lösung

Das Optimierungsproblem nach Gl. 6.49 besteht aus 5 linearen Gleichungen und 60 Ungleichungen, wobei die Anzahl der benötigten Vektoren zu minimieren ist.

Nimmt man an, dass alle Winkel mit einer Genauigkeit von 1° sowie Spannungswerte mit je 1 V erfasst bzw. verarbeitet werden und dass für die Einschaltzeiten der Vektoren ganzzahlige Werte zwischen 0 und 256 (8 Bit) zu bestimmen sind, liegt die Anzahl der möglichen Kombinationen etwa in der Größenordnung von 10^{50} . Diese Aufgabe kann auch mit modernen Rechenmethoden nicht in einem DSP oder Mikroprozessor der Steuereinheit online innerhalb von 10 .. 100 μ s gelöst werden.

Deshalb wurde zunächst versucht, durch numerische Berechnung am PC, die Anzahl der in Frage kommenden Schaltzustände in Abhängigkeit der Ein- bzw. Ausgangsparameter zu verringern. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse werden zur Herleitung einer algebraischen Lösung im nächsten Abschnitt genutzt.

Für die Bestimmung der Einschaltzeiten ist nicht die konkrete Höhe der Eingangs- bzw. Ausgangsspannung, sondern nur die erforderliche Spannungsübersetzung ausschlaggebend. Dazu werden die Gleichungen 1 bis 4 des Gleichungssystems (6.47, 6.48, 6.49) durch \hat{u} dividiert, so dass sich für den Ergebnisvektor

$$\begin{aligned} U' &= \ddot{u}' \cdot \cos(\Gamma) \\ V' &= \ddot{u}' \cdot \sin(\Gamma) \end{aligned} \quad \text{mit} \quad \ddot{u}' = \frac{\hat{U}}{\hat{u}} \cdot P_z \quad \text{und} \quad \begin{aligned} u &= \cos(\gamma) \\ v &= \sin(\gamma) \end{aligned} \quad (6.50)$$

ergibt.

Dabei sind U' , V' und \ddot{u}' auf die Pulsanzahl je Takt bezogene Größen.

Die Spaltenvektoren in den Tabellen 6.37 bis 6.39 behalten ihre Gültigkeit, wenn für u und v die normierte Eingangsspannung (Gl. 6.50) eingesetzt wird.

Zur weiteren Vereinfachung wurde außerdem der Phasenwinkel Φ auf 30° festgesetzt. Damit ist das System nur noch von drei Parametern (Eingangswinkel γ , Ausgangswinkel Γ , Spannungsübersetzung \ddot{u}) abhängig.

Die Eingangs- und Ausgangsseite wurde jeweils in 60° -Sektoren aufgeteilt und die Winkel mit einer Auflösung von 5° , die Spannung in Schritten von 20 V durchlaufen. Der PC (mit höherer Rechenkapazität als das Steuerteil eines Umrichters) benötigt für jeden der insgesamt 36 Abschnitte bei der numerischen Auswertung etwa 15 Minuten.

Die mit den Vereinfachungen entstandenen Datensätze (103 680) wurden auf die Häufigkeit des Einsatzes der jeweiligen Schaltzustände innerhalb der aufgeteilten Sektoren untersucht. Dabei konnten keine signifikanten Symmetrien festgestellt werden. Es zeigte sich jedoch, dass im unteren Spannungsbereich in scheinbar unregelmäßigen Abständen Vektoren der Gruppe 3 an Stelle des Typs 2 verwendet wurden. Das deckt sich mit den in Kapitel 6.2.3 dargestellten Eigenschaften.

Da die SI-Vektoren aus zwei Zuständen zusammengesetzt sind, bringt der Ersatz jeweils nur eines Vektors der Gruppe 2 durch den Typ 3 keinen Vorteil bei der Minimierung der Schaltverluste. Daher werden die SI-Zustände hier nicht weiter betrachtet. Inwieweit der Einsatz vor allem bei kleiner Spannungsübersetzung sinnvoll ist, muss in späteren Arbeiten untersucht werden.

Die o. g. Berechnungen wurden erneut mit der Beschränkung auf die Spaltenvektoren $[V]_1$ bis $[V]_{21}$ durchgeführt. Nun ergibt sich folgendes Bild:

- Im Allgemeinen werden zwei Nullvektoren genutzt. Diese Anzahl wird nie überschritten, je nach Spannungshöhe können weniger Zustände der Gruppe 1 zum Einsatz kommen.
- In jedem Sektor sind bei einer Spannungsübersetzung bis 0,5 zu jedem Zeitpunkt genau drei von vier Randvektoren beteiligt, wobei alle Kombinationen vertreten sind. Bei höherer Ausgangsspannung kann diese Zahl auf zwei oder eins sinken.

Beim Vergleich der Einschaltdauer von aktiven Vektoren (Typ 2) bei kleiner Ausgangsspannung stellt man Symmetrien zwischen den Sektoren fest. Auch bei den Nullvektoren gibt es Übereinstimmungen, das Muster stimmt aber mit der Gruppe 2 nicht völlig überein.

Die Zeiten und die Vektoren weichen zum Teil erheblich voneinander ab, wenn die Spannungsübersetzung 0,5 übersteigt. Die Ursache dafür liegt in einer nicht erfüllbaren Aufgabenstellung, da bei bestimmten Winkeln eine hohe Spannungsausbeute bei Einhaltung aller Nebenbedingungen nicht möglich ist. Hier ermittelt das Rechenprogramm solche Werte, die den kleinsten Fehler verursachen. Die Ausgangsspannung weicht dann aber von der Sollgröße ab.

Um einen großen Spannungsbereich abdecken zu können, müssen gegebenenfalls die Forderungen 1 und 2 ($\cos \varphi = 1$, $W = 0$) aufgegeben werden. Dazu wurde ein dritter numerischer Rechenlauf durchgeführt, bei dem die Ausgangsspannung oberste Priorität hatte.

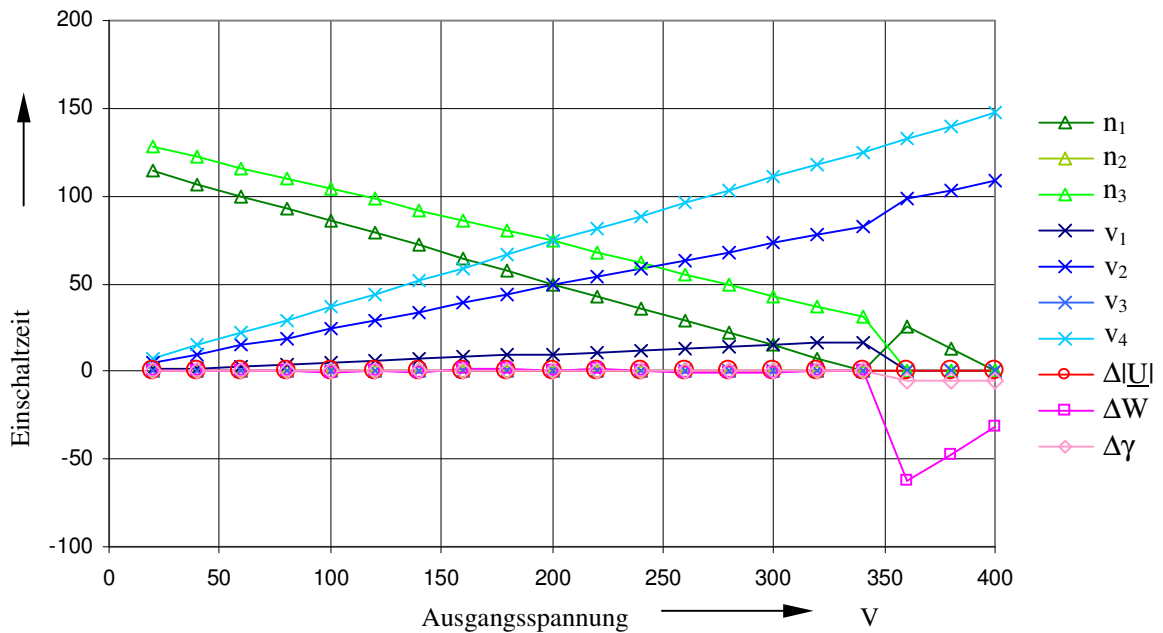


Abb. 6.40 Numerisch ermittelte Einschaltzeiten bei $\gamma = 25^\circ$ und $\Gamma = 35^\circ$

In Abb. 6.40 ist die auf 256 bezogene Einschaltzeit bei einem Eingangswinkel von 25° und einem Ausgangswinkel von 35° dargestellt. Die Eingangsspannung beträgt vereinbarungsgemäß 400 V. Von den grün eingezeichneten Nullvektoren werden n_1 und n_3 genutzt, n_2 ist über den gesamten Spannungsbereich Null. Bei den aktiven Vektoren (blau) ist $v_3 = 0$, während v_1 , v_2 und v_4 die Ausgangsspannung bilden.

In diesem Beispiel ($25^\circ/35^\circ$) kann unter Einhaltung aller Forderungen die Sollspannung bis 340 V erzeugt werden. Die rot eingezeichneten Abweichungen sind Null. Damit bei weiterer Spannungserhöhung trotzdem der Sollwert anliegt ($\Delta|U| = 0$), wird ein Gleichanteil ($\Delta W -62 \dots -31$) und hier auch ein Blindstromanteil ($\Delta\gamma = -5^\circ$) zugelassen. Eine 1:1 Spannungsübersetzung lässt sich jedoch nicht bei allen Winkeln erreichen.

Die Ermittlung von optimierten Einschaltzeiten für diesen Bereich wird nach der Aufstellung von Berechnungsformeln für den Normalbetrieb im nächsten Abschnitt durchgeführt.

6.3.4 Symbolische Lösung des Gleichungssystems

Nach Auswertung der Datensätze wird die Eingangs- und Ausgangsseite in folgende Sektoren in der x-y-Ebene aufgeteilt.

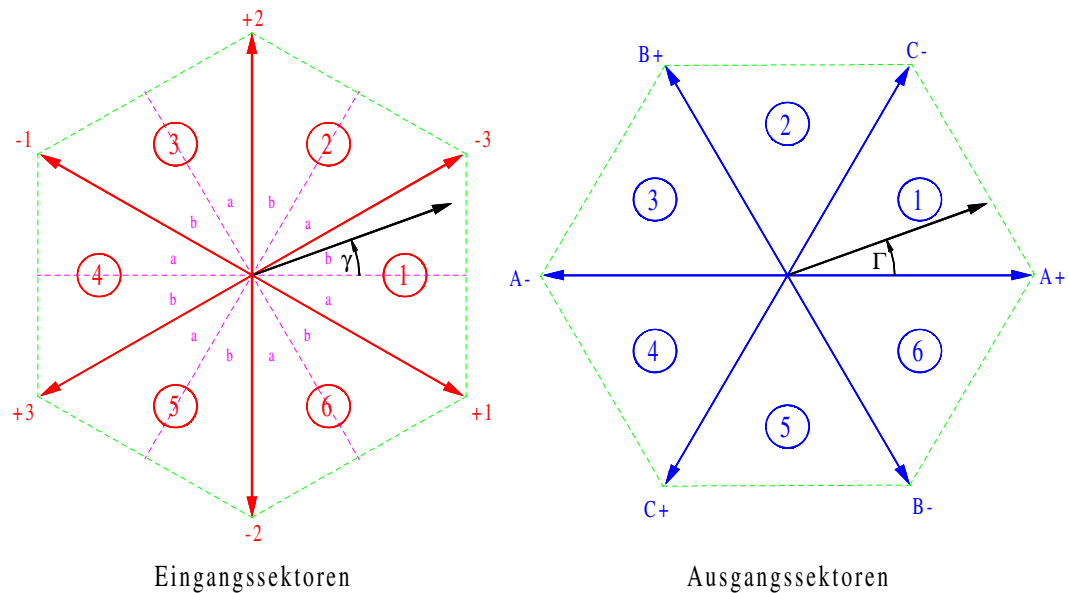


Abb. 6.41 Sektoraufteilung in der x-y-Ebene

Die Einteilung ähnelt der bei Raumzeigerdarstellung (Abb. 5.8), die Ausgangssektoren sind um 30° versetzt, am Eingang wird nochmals in a und b unterteilt.

Wie in Punkt 5.3.3 werden die Randvektoren nach folgendem Schema (bei Multiplikation des Vorzeichens) für alle Sektorkombinationen (Bez.: Nr._{Eing}-Nr._{Ausg}) gebildet und mit v_1 bis v_4 , die zugehörigen Zeiten mit t_1 bis t_4 bezeichnet.

Spannung (Ausg.)	Strom (Eing.)	Bezeichnung	Beispiel Sektor 1-1		
			Spannung	Strom	Gesamt
rechts	rechts	v_1	A+	+1	A+1
rechts	links	v_2	A+	-3	A-3
links	rechts	v_3	C-	+1	C-1
links	links	v_4	C-	-3	C+3

Abb. 6.42 Randvektoren der Sektorkombinationen

Bei der Auswertung der numerischen Ergebnisse wurde festgestellt, dass drei Rand- und zwei Nullvektoren im normalen Arbeitsbereich genutzt werden.

Nullzustände ändern nichts an der 1., 2. und 4. Komponente des Gleichungssystems (6.49), deren Gesamtzeit ist für die Erfüllung der 5. Gleichung, die Aufteilung untereinander für den W-Anteil von Bedeutung. Daher können zunächst die aktiven Vektoren einzeln betrachtet und das System aus Gleichung 1, 2 und 4 mit jeweils drei der vier Randvektoren symbolisch gelöst werden.

Nach entsprechender Zusammenfassung und Vereinfachung ergibt sich für die Einschaltzeiten:

Kombination a1 ($v_1 v_2 v_3$) (6.51)

$$t_1 = \ddot{u}' \cdot \frac{-0,5 - \sqrt{3} \cdot \sin(2\gamma) + 2 \cdot \cos(2\Gamma)}{4 \cdot \cos(\gamma + 30^\circ) \cdot \cos(\Gamma - 30^\circ)}$$

$$t_2 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \sin(\gamma + 30^\circ)}{2 \cdot \cos(\Gamma - 30^\circ)}$$

$$t_3 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sin(\Gamma)}{\cos(\gamma + 30^\circ)}$$

$$t_4 = 0$$

Kombination a2 ($v_2 v_3 v_4$) (6.52)

$$t_1 = 0$$

$$t_2 = \ddot{u}' \cdot \frac{\cos(\Gamma + 30^\circ)}{\sin(\gamma + 60^\circ)}$$

$$t_3 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \cos(\gamma + 60^\circ)}{2 \cdot \sin(\Gamma^\circ)}$$

$$t_4 = \ddot{u}' \cdot \frac{0,5 + \sqrt{3} \cdot \sin(2\gamma) - 2 \cdot \cos(2\Gamma)}{4 \cdot \sin(\gamma + 60^\circ) \cdot \sin(\Gamma)}$$

Kombination b1 ($v_1 v_2 v_4$) (6.53)

$$t_1 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \cos(\gamma + 60^\circ)}{2 \cdot \cos(\Gamma - 30^\circ)}$$

$$t_2 = \ddot{u}' \cdot \frac{-0,5 + \sqrt{3} \cdot \sin(2\gamma) + 2 \cdot \cos(2\Gamma)}{4 \cdot \sin(\gamma + 60^\circ) \cdot \cos(\Gamma - 30^\circ)}$$

$$t_3 = 0$$

$$t_4 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sin(\Gamma)}{\sin(\gamma + 60^\circ)}$$

Kombination b2 ($v_1 v_3 v_4$) (6.54)

$$t_1 = \ddot{u}' \cdot \frac{\cos(\Gamma + 30^\circ)}{\cos(\gamma + 30^\circ)}$$

$$t_2 = 0$$

$$t_3 = \ddot{u}' \cdot \frac{0,5 - \sqrt{3} \cdot \sin(2\gamma) - 2 \cdot \cos(2\Gamma)}{4 \cdot \cos(\gamma + 30^\circ) \cdot \sin(\Gamma)}$$

$$t_4 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot \sin(\gamma + 30^\circ)}{2 \cdot \sin(\Gamma)}$$

Diese Formeln gelten für alle Sektoren, wobei für

Bereich a: $-30^\circ \leq \gamma < 0^\circ$ $0^\circ \leq \Gamma < 60^\circ$ Kombination a1 oder a2

Bereich b: $0^\circ \leq \gamma < 30^\circ$ $0^\circ \leq \Gamma < 60^\circ$ Kombination b1 oder b2

einzusetzen ist.

In den zugeordneten Wertebereichen sind die berechneten Zeiten $t_1 \dots t_4 \geq 0$. Eine Ausnahme bilden t_1/t_4 in a1/a2 und t_2/t_3 in b1/b2. Hier ist bei Nulldurchgang jeweils die Kombination (1 oder 2) zu wechseln.

In Abb. 6.43 sind die betreffenden Flächen für den Sektor b (t_2 für b1 in rot und t_3 für b2 in blau) über dem Eingangs- und Ausgangswinkel dargestellt.

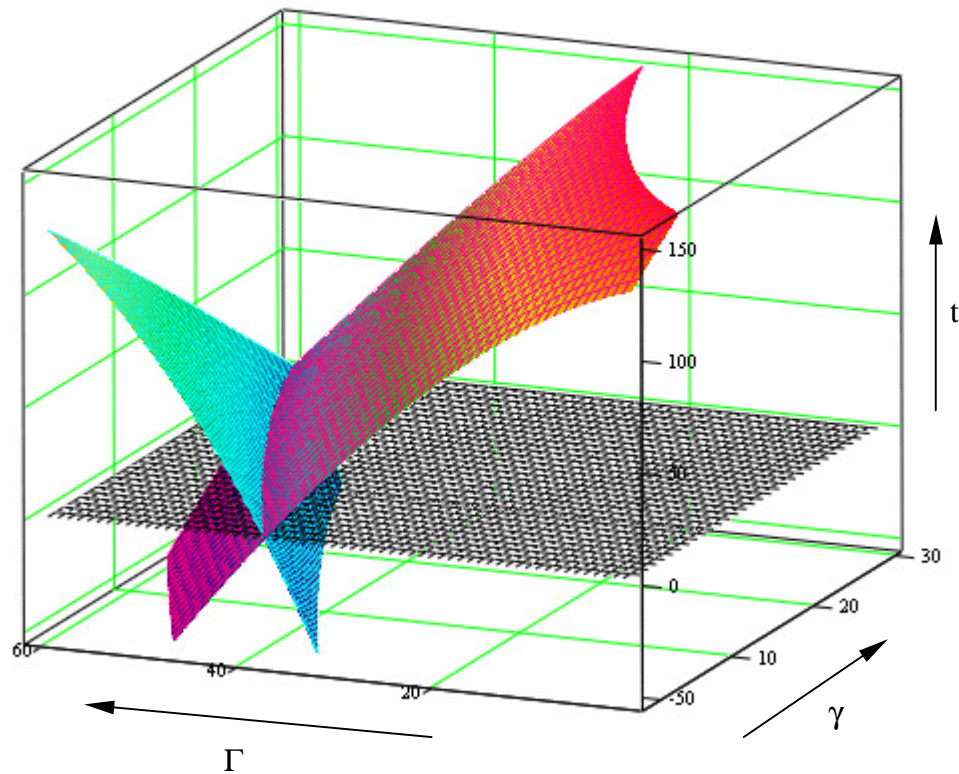


Abb. 6.43 Schnittkurve der Flächen zur Sektorbestimmung

Beide Flächen durchschneiden die grau eingezeichnete Nullebene entlang einer Kurve. Sie stellt die Grenze zwischen den Kombinationen b1/b2 bzw. a1/a2 dar.

Damit gilt für die Sektoren:

a Kombination a1 Wechsel auf a2 bei

$$0,5 + \sqrt{3} \cdot \sin(2\gamma) - 2 \cdot \cos(2\Gamma) > 0$$

(6.55)

b Kombination b1 Wechsel auf b2 bei

$$0,5 - \sqrt{3} \cdot \sin(2\gamma) - 2 \cdot \cos(2\Gamma) > 0$$

Nach der Bestimmung der Einschaltzeiten der aktiven Vektoren werden diese Ergebnisse in die verbleibenden Gleichungen 3 und 5 (6.49) eingesetzt und die Zeiten der beiden Nullvektoren ermittelt. Dabei zeigt sich, dass nach entsprechender Umformung und Zusammenfassung der erhaltenen Ausdrücke die Formeln für a_1 und a_2 bzw. b_1 und b_2 gleich sind.

Im Gegensatz zu den Vektoren der Gruppe 2 sind die Nullzustände vom jeweiligen Sektor abhängig, wobei auch hier (wie in 6.3.3 angedeutet) bestimmte Übereinstimmungen durch Vergleich mit den numerisch ermittelten Datensätzen gefunden wurden.

Addiert man die Sektornummern, dann stimmen die Ergebnisse bei jeweils "geradem" bzw. "ungeradem" Sektor überein (Sektor 1-1 $\rightarrow 1+1=2 \rightarrow$ gerade). Zwischen diesen Gruppen kann umgerechnet werden, wenn vom Ausgangswinkel 60° subtrahiert wird.

Die Einschaltzeiten der Nullvektoren berechnen sich damit für:

Sektor a

$$tn_I = \frac{4}{\sqrt{3}} P_z \cdot \frac{\sin(\gamma + 60^\circ) \cdot (\cos(\gamma) - \ddot{u} \cdot \cos(\Gamma))}{2 \cdot \cos(2\gamma) + 1}$$

$$tn_{II} = P_z - tn_I - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$$

Sektor b

$$tn_I = \frac{4}{\sqrt{3}} P_z \cdot \frac{\sin(60^\circ - \gamma) \cdot (\cos(\gamma) - \ddot{u} \cdot \cos(\Gamma))}{2 \cdot \cos(2\gamma) + 1}$$

$$tn_{II} = P_z - tn_I - (t_1 + t_2 + t_3 + t_4)$$

(6.56)

jeweils mit Γ bei gerader Sektornummer

und $\Gamma - 60^\circ$ bei ungerader Sektornummer

Welcher Nullzustand zur ermittelten Zeit gehört ist vom Eingangssektor abhängig.

Eingangssektor	Bereich a		Bereich b	
	$tn_I (n_1)$	$tn_{II} (n_2)$	$tn_I (n_1)$	$tn_{II} (n_2)$
1 und 4	Null2	Null1	Null3	Null1
2 und 5	Null1	Null3	Null2	Null3
3 und 6	Null3	Null2	Null1	Null2

Abb. 6.44 Zuordnung der Nullvektoren zu den Einschaltzeiten

6.3.5 Dynamische Bedingungs Auswahl zur Spannungserhöhung

Die erreichbare Spannungsübersetzung ist je nach Steuerverfahren begrenzt. Bei der Raumzeigermodulation sind maximal 0,866 möglich. Dabei wird die Grenze dadurch festgesetzt, dass zu jedem Zeitpunkt (also auch, wenn für die Höhe der Ausgangsspannung die ungünstigsten Bedingungen vorliegen) ein entsprechender Zeiger berechnet werden kann.

Nimmt man bei der Raumvektormodulation die Forderung nach gleichanteilfreier Ausgangsspannung hinzu, wird die maximal mögliche Spannungsübersetzung auf 0,5 eingeschränkt. Die in Punkt 6.3.4 aufgestellten Formeln gelten daher nur für diesen Bereich. Wird er überschritten, sind nicht realisierbare negative Einschaltzeiten die Folge.

Um mit dem neuen Steuerverfahren dennoch eine hohe Spannungsausbeute erzielen zu können, wird keine starre Beschränkung der Sollgröße auf die o. g. Maximalwerte, sondern eine von den augenblicklichen Eingangs- und Ausgangsparametern abhängige Einschränkung der Nebenbedingungen (wie bei der numerischen Berechnung) vorgenommen.

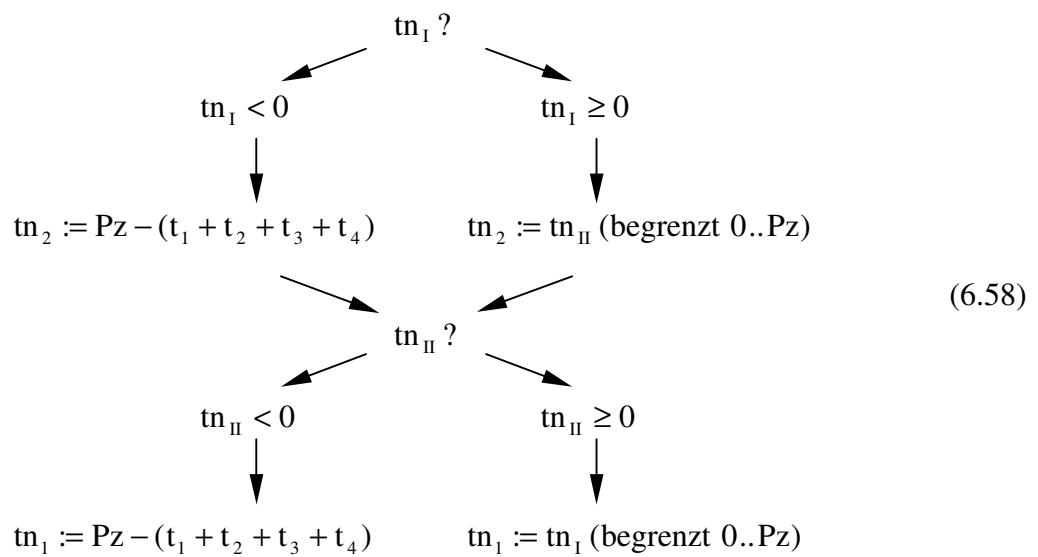
Das erfolgt in zwei Stufen:

1. Falls die Erzeugung einer hohen Ausgangsspannung ohne Gleichanteil bei bestimmten Winkeln nicht möglich ist, wird auf die Forderung $W = 0$ verzichtet. In diesem Fall wäre einer der beiden Nullzustände negativ. Deshalb kann keine Aufteilung auf zwei Nullvektoren erfolgen, die Gesamtzeit wird einem Nullzustand zugeordnet.
2. Wenn eine noch größere Spannung abgegeben werden soll, wird $t_1 + t_2 + t_3 + t_4 > P_z$ und damit auch der verbliebene Nullzustand negativ. Um ruckartige Bewegungen der Zeiger des Eingangsstroms bzw. der Ausgangsspannung zu vermeiden, muss die entsprechende Richtung beibehalten werden. Die Vektoren werden auf die maximal mögliche Länge skaliert, so dass kein Nullvektor eingeschaltet wird.

Im ersten Fall wird die Spannung in der geforderten Höhe abgegeben, es kann jedoch eine Gleichkomponente auftreten. Im Fall 2 erfolgt eine Spannungsreduzierung.

Die Gleichungen für diese Anpassung lauten:

$$\begin{aligned}
 & t_1 + t_2 + t_3 + t_4 > Pz \\
 & \downarrow \\
 & t_1 := \frac{Pz}{t_1 + t_2 + t_3 + t_4} \cdot t_1 \quad t_2 := \frac{Pz}{t_1 + t_2 + t_3 + t_4} \cdot t_2 \\
 & t_3 := \frac{Pz}{t_1 + t_2 + t_3 + t_4} \cdot t_3 \quad t_4 := \frac{Pz}{t_1 + t_2 + t_3 + t_4} \cdot t_4
 \end{aligned} \tag{6.57}$$



Die Überprüfung nach Gl. 6.57 und 6.58 erfolgt jeweils nach der Berechnung der unbegrenzten Zeiten, die bei Erfüllung der Abfragebedingungen entsprechend angepasst werden.

6.3.6 Festlegen der Schaltreihenfolge

Nachdem die Vektoren mit den zugehörigen Einschaltzeiten bestimmt sind, muss die Reihenfolge festgelegt werden. Um die Schaltverluste gering zu halten, darf sich bei Wechsel in einen anderen Zustand jeweils nur eine Schaltergruppe (ein BSO nach Kapitel 5.4) ändern.

Dabei wird (wie schon vereinbart) von doppelseitiger Modulation ausgegangen.

Um ein einheitliches Verfahren zu erhalten, müssen neben den zwei Nullzuständen alle vier Randvektoren einbezogen werden.

In Abb. 6.45 ist die Schaltreihenfolge für den Sektor 1-1 Bereich a dargestellt.

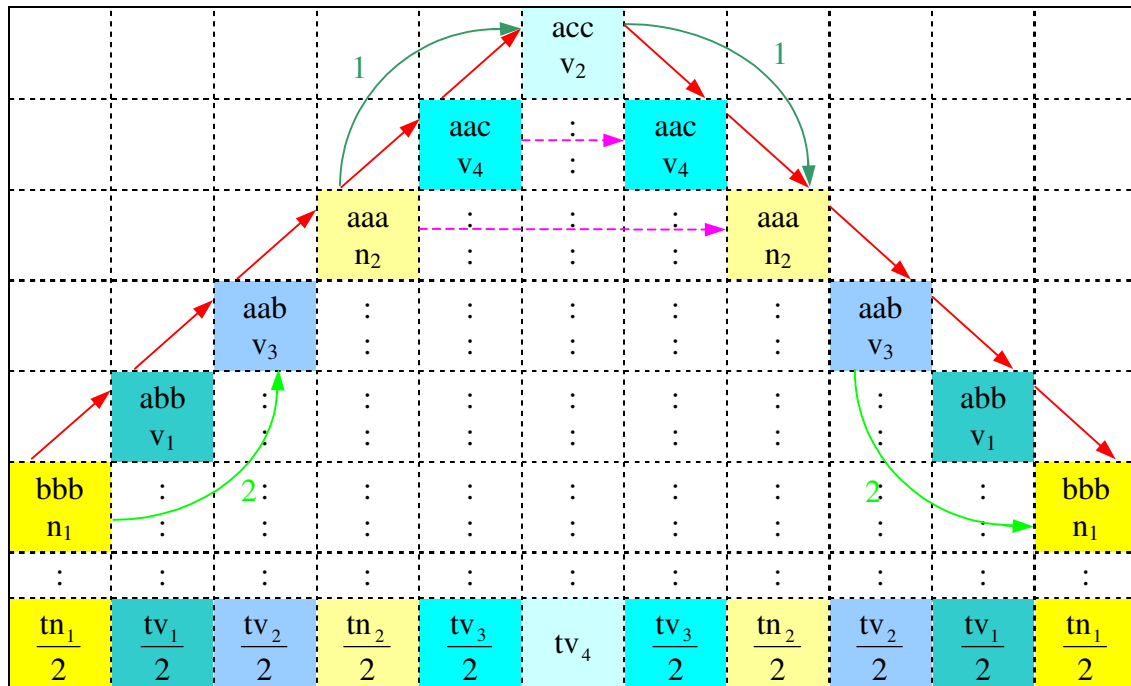


Abb. 6.45 Schaltreihenfolge Sektor 1-1 Bereich a

Die gelb gezeichneten Nullvektoren sind so zwischen den aktiven Zuständen (blau) angeordnet, dass sich jeweils benachbarte an nur einer Stelle unterscheiden. Sie werden in Pfeilrichtung (rot) durchlaufen. Je nach Schaltkombination (1 oder 2) wird eine Stellung übersprungen (grüner Pfeil), die zugehörige Zeit ist dann Null.

Sind nach Punkt 6.3.5 für eine erhöhte Spannungsübersetzung Forderungen außer Kraft gesetzt worden, verkürzt sich je nach Einschränkung der Durchlauf (violetter Pfeil).

Die Einschaltzeiten teilen sich jeweils auf (letzte Zeile). Für die Nullvektoren n_1/n_2 sind die nach Tabelle 6.44 bereits bestimmten Schaltkombinationen mit den in Gleichung 6.58 berechneten, namentlich zugehörigen Zeiten tn_1/tn_2 einzusetzen. Die aktiven Vektoren werden später von 1 bis 4 neu durchnummeriert. In der unteren Zeile ist die neue Bezeichnung bereits eingetragen.

Für den Teil b des Sektors 1-1 ergibt sich ein ähnliches Bild, die Schaltzustände an den jeweiligen Stellen sind jedoch verschieden.

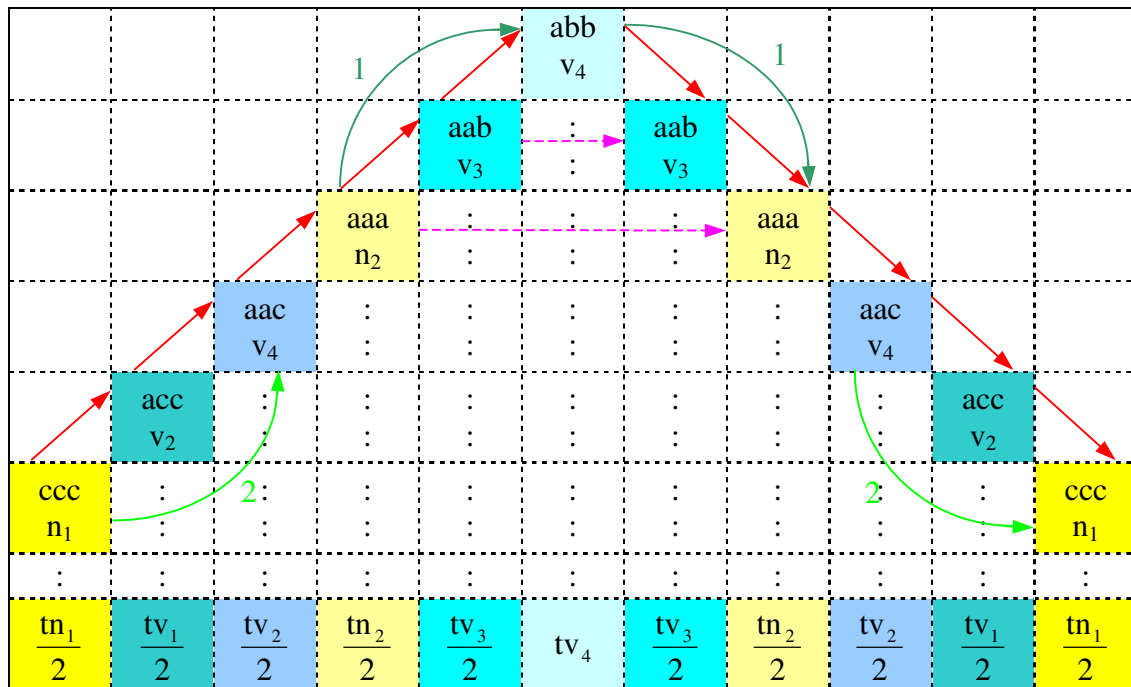


Abb. 6.46 Schaltreihenfolge Sektor 1-1 Bereich b

Die neue Nummerierung ist wieder in der letzten Zeile angegeben und mit der in Abb. 6.45 identisch.

Bezeichnung alt →	t_1/v_1	t_2/v_2	t_3/v_3	t_4/v_4
Teil a neu (Sektor-Nr. gerade)	tv_1/v_1	tv_4/v_4	tv_2/v_2	tv_3/v_3
Teil a neu (Sektor-Nr. ungerade)	tv_2/v_2	tv_3/v_3	tv_1/v_1	tv_4/v_4
Teil b neu (Sektor-Nr. gerade)	tv_4/v_4	tv_1/v_1	tv_3/v_3	tv_2/v_2
Teil b neu (Sektor-Nr. ungerade)	tv_3/v_3	tv_2/v_2	tv_4/v_4	tv_1/v_1

Abb. 6.47 Nummerierung der Randvektoren

Es gibt mehrere Möglichkeiten, eine entsprechende Schaltreihenfolge festzulegen. Wird jedoch mit dem in Tabelle 6.44 (unter Vorwegnahme der Ergebnisse dieses Abschnitts) bereits als n_1 bezeichneten Nullvektor begonnen, ist bei entsprechender Nummerierung die Abfolge vorgegeben und für alle Sektoren gleich.

Dieses einheitliche Pulsmuster mit den entsprechenden Bezeichnungen ist in Abb. 6.48 dargestellt.

BSO		1	1	1	1	1	1	1	1	1		= 10
Zustand	n_1	v_1	v_2	n_2	v_3	v_4	v_3	n_2	v_2	v_1	n_1	...
Dauer	$\frac{tn_1}{2}$	$\frac{tv_1}{2}$	$\frac{tv_2}{2}$	$\frac{tn_2}{2}$	$\frac{tv_3}{2}$	tv_4	$\frac{tv_3}{2}$	$\frac{tn_2}{2}$	$\frac{tv_2}{2}$	$\frac{tv_1}{2}$	$\frac{tn_1}{2}$...

Abb. 6.48 Pulsmuster für alle Sektoren

Dabei werden maximal 10 Schaltübergänge durchgeführt, je nach Einschränkung von Nebenbedingungen ist diese Zahl geringer.

6.3.7 Erweiterung des Gleichungssystems für beliebige Phasenwinkel

Bei den Berechnungen in den vorigen Abschnitten wurde der Phasenwinkel am Ausgang auf $\Phi = 30^\circ$ festgesetzt. Wie in den Untersuchungen im Kapitel 7 noch gezeigt wird, liefert das Verfahren auch bei Abweichung von diesem Winkel gute Ergebnisse.

Soll jedoch ein sehr großer Bereich abgedeckt werden, muss Φ als Parameter behandelt und über eine Stromerfassung am Ausgang online in das Rechenverfahren eingelesen werden.

Dafür sind die Berechnungsformeln der Einschaltzeiten anzupassen, die Vorgehensweise bei der Lösung des Gleichungssystems (6.49) entspricht dem in Punkt 6.3.4 dargestellten Algorithmus. Durch den zusätzlichen Parameter sind die erhaltenen Ausdrücke aber weitaus umfangreicher, die Ergebnisse der jeweiligen Einschaltzeiten weichen stark voneinander ab. Zähler und Nenner bestehen aus bis zu 30 Termen, die jeweils Mischprodukte der Winkelfunktionen sämtlicher Parameter beinhalten. Um für die vier Kombinationen einfache und von der Struktur ähnliche Formeln zu erhalten, mussten die Ausdrücke in aufwendiger Rechnung vereinfacht werden.

Somit ergibt sich für die Einschaltzeiten im

$$\text{Bereich a:} \quad -30^\circ \leq \gamma < 0^\circ \quad 0^\circ \leq \Gamma < 60^\circ \quad \text{Kombination a1 oder a2}$$

$$\text{Kombination a1 (v}_1 \text{ v}_2 \text{ v}_3) \quad (6.59)$$

$$t_1 = \ddot{u}' \cdot \frac{-\sin(\Phi) - 2 \cdot \sin(2\gamma) \cdot \cos(\Phi) + 2 \cdot \cos(2\Gamma - \Phi + 30^\circ)}{4 \cdot \cos(\gamma + 30^\circ) \cdot \cos(\Gamma - \Phi)}$$

$$t_2 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sin(\gamma + 30^\circ) \cdot \cos(\Phi)}{\cos(\Gamma - \Phi)}$$

$$t_3 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sin(\Gamma)}{\cos(\gamma + 30^\circ)}$$

$$t_4 = 0$$

$$\text{Kombination a2 (v}_2 \text{ v}_3 \text{ v}_4) \quad (6.60)$$

$$t_1 = 0$$

$$t_2 = \ddot{u}' \cdot \frac{\cos(\Gamma + 30^\circ)}{\sin(\gamma + 60^\circ)}$$

$$t_3 = \ddot{u}' \cdot \frac{\cos(\gamma + 60^\circ) \cdot \cos(\Phi)}{\sin(\Gamma - \Phi + 30^\circ)}$$

$$t_4 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sin(\Phi) + 2 \cdot \sin(2\gamma) \cdot \cos(\Phi) - 2 \cdot \cos(2\Gamma - \Phi + 30^\circ)}{4 \cdot \sin(\gamma + 60^\circ) \cdot \sin(\Gamma - \Phi + 30^\circ)}$$

Für den Wechsel zwischen a1/a2 muss, wie bei konstantem Phasenwinkel, der Null-durchgang des Zählers von t_1 / t_4 ausgewertet werden. Hier ist bei

$$\sin(\Phi) + 2 \cdot \sin(2\gamma) \cdot \cos(\Phi) - 2 \cdot \cos(2\Gamma - \Phi + 30^\circ) > 0 \quad (6.61)$$

auf die Kombination a2 zu schalten.

Die symmetrische Struktur zwischen den Kombinationen ist deutlich erkennbar. Sie entspricht den in Gleichung 6.51 bis 6.55 dargestellten Ergebnissen bei $\Phi = 30^\circ$, die im Vorgriff auf diesen Abschnitt bereits in die entsprechende Form gebracht wurden.

Analog gilt für den

Bereich b: $0^\circ \leq \gamma < 30^\circ$ $0^\circ \leq \Gamma < 60^\circ$ Kombination b1 oder b2

Kombination b1 ($v_1 v_2 v_4$) (6.62)

$$t_1 = \ddot{u}' \cdot \frac{\cos(\gamma + 60^\circ) \cdot \cos(\Phi)}{\cos(\Phi - \Gamma)}$$

$$t_2 = \ddot{u}' \cdot \frac{-\sin(\Phi) + 2 \cdot \sin(2\gamma) \cdot \cos(\Phi) + 2 \cdot \cos(2\Gamma - \Phi + 30^\circ)}{4 \cdot \sin(\gamma + 60^\circ) \cdot \cos(\Phi - \Gamma)}$$

$$t_3 = 0$$

$$t_4 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sin(\Gamma)}{\sin(\gamma + 60^\circ)}$$

Kombination b2 ($v_1 v_3 v_4$) (6.63)

$$t_1 = \ddot{u}' \cdot \frac{\cos(\Gamma + 30^\circ)}{\cos(\gamma + 30^\circ)}$$

$$t_2 = 0$$

$$t_3 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sin(\Phi) - 2 \cdot \sin(2\gamma) \cdot \cos(\Phi) - 2 \cdot \cos(2\Gamma - \Phi + 30^\circ)}{4 \cdot \cos(\gamma + 30^\circ) \cdot \sin(\Gamma - \Phi + 30^\circ)}$$

$$t_4 = \ddot{u}' \cdot \frac{\sin(\gamma + 30^\circ) \cdot \cos(\Phi)}{\sin(\Gamma - \Phi + 30^\circ)}$$

mit Wechsel auf b2 bei

$$\sin(\Phi) - 2 \cdot \sin(2\gamma) \cdot \cos(\Phi) - 2 \cdot \cos(2\Gamma - \Phi + 30^\circ) > 0 \quad (6.64)$$

Nach Vereinfachung der Nullvektoren erhält man die gleichen, wie bei konstantem Phasenwinkel gefundenen Formeln. Diese Zeiten sind nicht von Φ abhängig, so dass die Gleichung 6.56 weiterhin gültig ist.

7 Simulation und Messergebnisse

Die im Kapitel 6 dargestellten Erkenntnisse wurden zunächst durch Simulation, später an einem Versuchsstand überprüft.

7.1 Simulationsbeschreibung

Die Modellierung der leistungselektronischen Baugruppen sowie der Steuereinheit zur Ermittlung der Pulsmuster erfolgte mit dem Simulationsprogramm Simplorer.

7.1.1 Auslegung der Bauteile

Zur Berechnung der erforderlichen Bauteilparameter wurden folgende Daten zu Grunde gelegt:

Eingang:	Spannung	$U_{LL} = 400 \text{ V}$
	Frequenz	$f_E = 50 \text{ Hz}$
	Strom, max.	$I_{\max} = 20 \text{ A}$
Ausgang:	Spannung	$U_{LL} = 0 \text{ V} \dots 400 \text{ V} \text{ (345 V)}$
	Frequenz	$f_A = 0 \text{ Hz} \dots 200 \text{ Hz}$
	Nennleistung	$P_A = 9 \text{ kW}$

Die 9 bidirektionalen Schalter bestehen jeweils aus einem IGBT-Paar mit gemeinsamen Kollektor sowie den zugehörigen Dioden. Der Bahnwiderstand wurde auf $50 \text{ m}\Omega$ festgesetzt, so dass sich bei Maximalstrom ein Spannungsabfall von einem Volt ergibt. Für die Schwellspannung der Dioden wurden $0,8 \text{ V}$ bzw. $1,5 \text{ V}$ pro IGBT veranschlagt.

Die Pulsfrequenz beträgt 10 kHz . Dabei wird, wie im Punkt 6.3.6 beschrieben, von doppelseitiger Modulation ausgegangen.

Zur Berechnung der Filter wurden die Gleichungen aus dem Abschnitt 3.4.1 genutzt. Sollen am Eingang die Teilkirrfaktoren der Kondensatorspannung $k_{Up} < 10 \%$ und des Eingangsstromes $k_{Ip} < 5 \%$ betragen, ergeben sich mit den Gleichungen 3.25 und 3.29 für das Netzfilter:

$$C_F = 7 \mu\text{F} \quad L_F = 0,6 \text{ mH} \quad f_{\text{res}} = 2,5 \text{ kHz}$$

Aus diesen Werten erhält man unter Nutzung der Gleichungen 3.40, 3.46 und 3.47 für das Ausgangsfilter:

$$C_F = 12 \mu\text{F} \quad L_F = 2 \text{ mH} \quad f_{\text{res}} = 1 \text{ kHz}$$

Dabei wurde für die Ausgangsspannung das theoretisch maximal mögliche Übersetzungsverhältnis von 0,866 angenommen ($U_A = 200 \text{ V} / 345 \text{ V}$).

7.1.2 Programmablauf

Der Algorithmus für die Simulation wurde so entworfen, dass die Struktur für die spätere DSP-Programmierung genutzt werden konnte. Die Gliederung ist in Abb. 7.1 dargestellt und wird nachfolgend kurz erläutert.

Block 1:

Die durch Sensoren erfassten Messsignale (Strom und Spannung) gelangen über Analog-Digital-Wandler zur Datenerfassung. Hier sind ebenfalls die eingelesenen Vorgabewerte, wie Ausgangsspannung U_A und Sollfrequenz f_A , gespeichert. Die Daten müssen für die weitere Verarbeitung aufbereitet werden. Dieser Punkt ist im realen Betrieb unverzichtbar, da die Messwerte durch elektromagnetische Einkopplung infolge der Schalthandlungen vor allem bei Nutzung von schnell schaltenden Ventilen und der damit verbundenen kleinen Stromanstiegszeiten mehr oder weniger stark gestört sind. Der Einfluss muss durch einen EMV-gerechten Aufbau unbedingt vermindert, kann jedoch nicht völlig eliminiert werden. Deshalb sind durch Plausibilitätsprüfung, Begrenzung und Einsatz geeigneter Software-Filter diese Störgrößen zu unterdrücken, damit für den weiteren Programmablauf korrekte Werte zur Verfügung stehen.

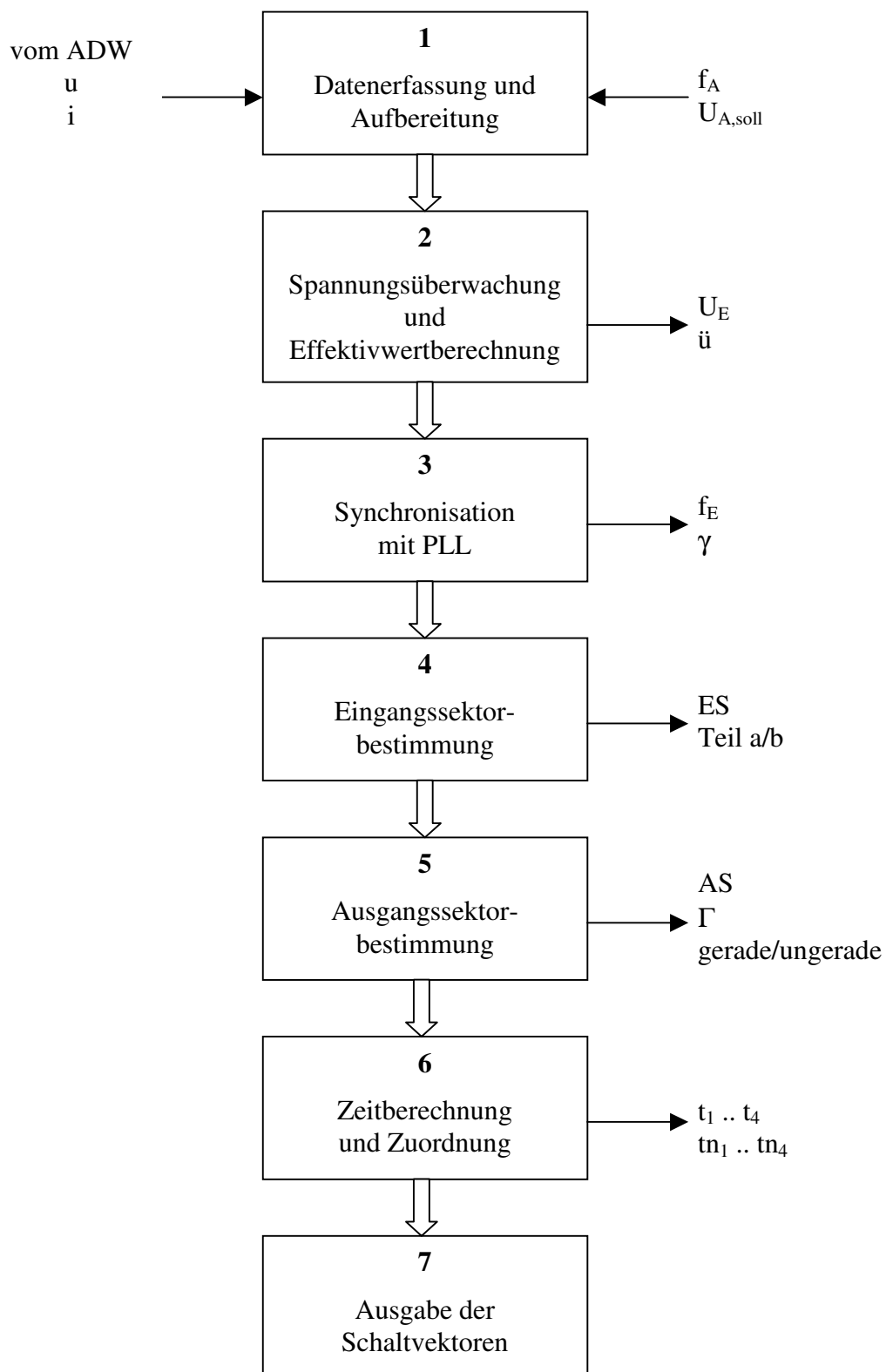


Abb. 7.1 Programmstruktur

Block 2:

Aus den Spannungswerten wird der Effektivwert am Eingang U_E und das Übersetzungsverhältnis \bar{u} bestimmt, das für die Berechnung der Einschaltzeiten nötig ist.

Außerdem erfolgt die Überwachung der festgelegten Mindesteingangsspannung, da zur Ermittlung der Eingangsfrequenz im Block 3 ein bestimmter Pegel überschritten sein muss.

Block 3:

Dieser Block ist für den praktischen Betrieb sehr wichtig, da bei falsch detektiertem Eingangswinkel Schaltfolgen ausgegeben werden, die die Regeln der Kommutierung verletzen und Kurzschlüsse oder Stromunterbrechungen verursachen können.

Vor allem bei kleinen Spannungswerten kann ein geringer Messfehler in einer Phase zu einer großen Winkelabweichung führen. Deshalb wird bei Inbetriebnahme nach der Messung der Eingangsfrequenz f_E ein kontinuierlich rotierender Referenzzeiger berechnet, der zunächst auf das Eingangssystem gedreht und mittels Phase Locked Loop (PLL) synchron gehalten wird. Er liefert den Eingangswinkel γ .

Block 4:

Aus diesen Daten werden im Block 4 die Nummer des Eingangssektors ES und die Lage (Teil a/b) bestimmt.

Block 5:

Wie in den vorhergehenden Blöcken für die Eingangsseite, wird hier aus der Sollfrequenz f_A der Ausgangswinkel Γ und die Nummer des Ausgangssektors AS ermittelt. Zusammen mit der ES-Nummer ergibt das eine gerade oder ungerade Summe.

Block 6:

Die Berechnung der Einschaltdauer für die aktiven Zustände t_1 bis t_4 sowie der Nullvektoren tn_1 und tn_2 erfolgt im Block 6 entsprechend der Gleichungen 6.56 und 6.59 bis 6.64. Hier wird ebenfalls die Zuordnung nach den Abbildungen 6.44 bis 6.47 vorgenommen.

Block 7:

Die dem Eingang- bzw. Ausgangssektor entsprechenden Zustände werden für die berechnete Dauer als konkrete Schaltfolge ausgegeben.

7.2 Simulationsergebnisse

Für die Ergebnisse wurde zur besseren Vergleichbarkeit eine einheitliche Darstellung gewählt. Da sowohl Ausgangsspannung als auch Ausgangsstrom verschieden hohe Werte und Phasenlagen annehmen können, sind sie getrennt (Spannung oben, Strom in der Mitte) eingezeichnet. Jeweils zugehörige Leiter haben gleiche Farben. Neben der Spannung (dunkel) ist auch der Sollwert (heller) zu sehen.

Im Gegensatz zum Ausgangssystem hat die Eingangsspannung einen konstanten Wert. Daher wurden Spannung und Strom in einem Diagrammteil (unten) zusammengefasst. Auch hier haben zueinander gehörende Größen gleiche Farbe. Die Spannung an den Filterkondensatoren ist heller, die dunkel gezeichnete Eingangsspannung wurde zur besseren Erkennbarkeit im Verbraucherpfilsystem abgebildet und ist deshalb um 180° gedreht. Damit ergibt sich bei Leistungsabgabe korrekt ein negativer Wert.

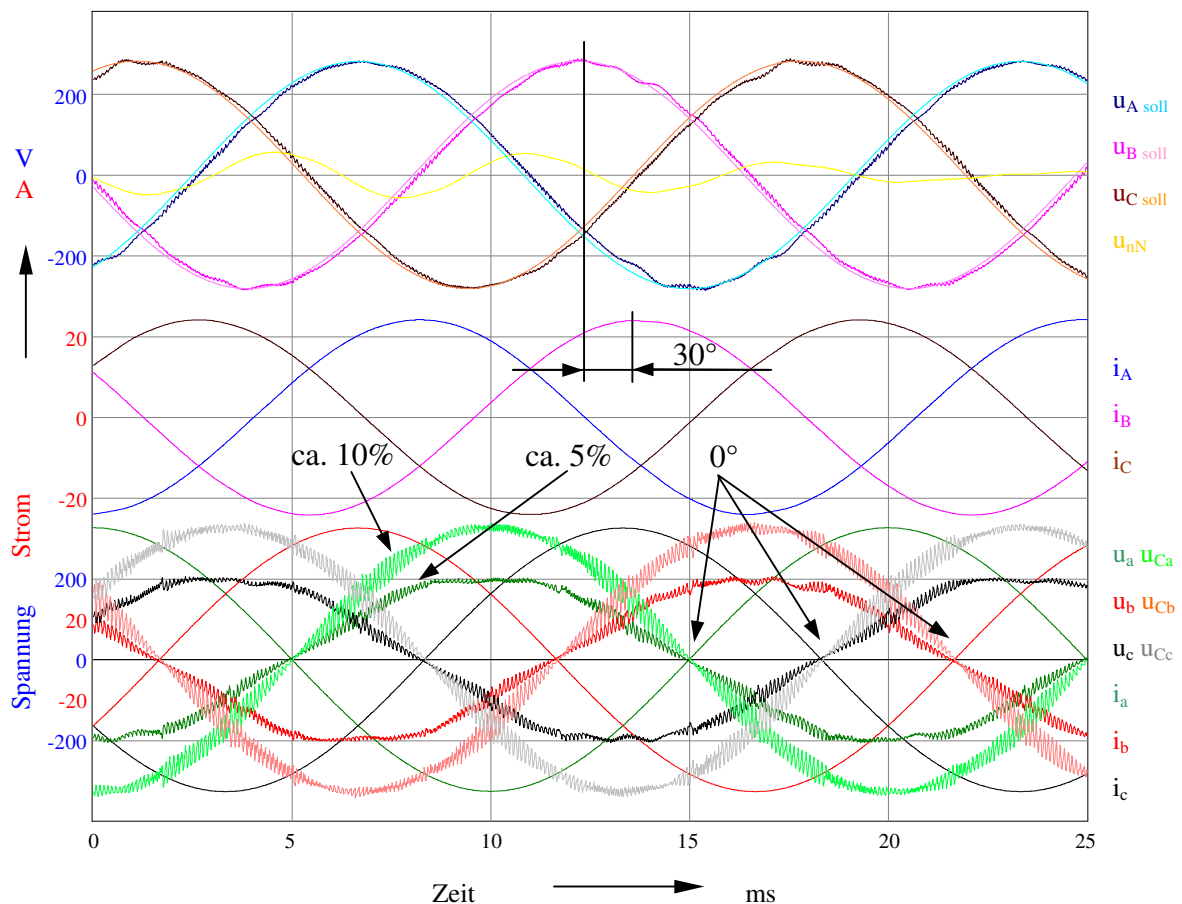


Abb. 7.2 Eingangs- und Ausgangsgrößen bei Nennleistung

In Abb. 7.2 sind die Ströme und Spannungen bei Abgabe der Nennleistung von 9 kW dargestellt. Die berechneten Teilkirrfaktoren von 5 % bzw. 10 % konnten in der Simulation bestätigt werden. Ebenfalls gut zu erkennen ist der ausgangsseitige Phasenwinkel von 30° , wobei am Eingang Strom und Spannung gleichzeitig Nulldurchgang haben und somit dem Netz reine Wirkleistung abgenommen wird.

In den nachfolgenden Messreihen sollen verschiedene Parameteränderungen untersucht werden:

1. Veränderung der Ausgangsspannung
2. Änderung des Phasenwinkels am Ausgang
3. Variation der Sollfrequenz

Der Zeitraum beträgt einheitlich 50 ms, die Eingangsspannung $U_{LL} = 400 \text{ V}$ bei 50 Hz, die Ausgangsfrequenz (bis auf Punkt 3) ist auf 60 Hz festgesetzt.

7.2.1 Veränderung der Ausgangsspannung

Zur Untersuchung der Spannungs- und Stromverläufe wurden folgende Diagramme ausgewählt:

	Ausgangsspannung		Spannungsübersetzung	
	real	ohne Verluste	\ddot{u}_{ges}	\ddot{u}
Abb. 7.3	200 V	210 V	1 : 0,5	1 : 0,52
Abb. 7.4	300 V	315 V	1 : 0,75	1 : 0,78
Abb. 7.5	345 V	362 V	1 : 0,866	1 : 0,9
Abb. 7.6	380 V	400 V	1 : 0,95	1 : 1

Das Übersetzungsverhältnis \ddot{u} bezieht sich nur auf die Schaltermatrix. Die Verluste der Leistungsbauteile und der Filter sind nicht enthalten (entspricht der Spannungsangabe ohne Verluste), bei der gemessenen Spannung sind sie berücksichtigt. Es ist jeweils der verkettete Effektivwert angegeben.

In den letzten beiden Diagrammen ist das maximale Verhältnis zur Erzeugung einer sinusförmigen Ausgangsspannung von 0,866 bereits überschritten.

In Abb. 7.3 ist das Simulationsergebnis bei der Sollspannung $U_{LL} = 200 \text{ V}$ dargestellt. Bis zur Spannungsausbeute von 0,5 ist die Erzeugung des Drehstromsystems zu jedem Zeitpunkt ohne Gleichkomponente möglich, so dass die Spannung zwischen dem ein- und ausgangsseitigem Neutralpunkt $u_{nN} = 0 \text{ V}$ beträgt.

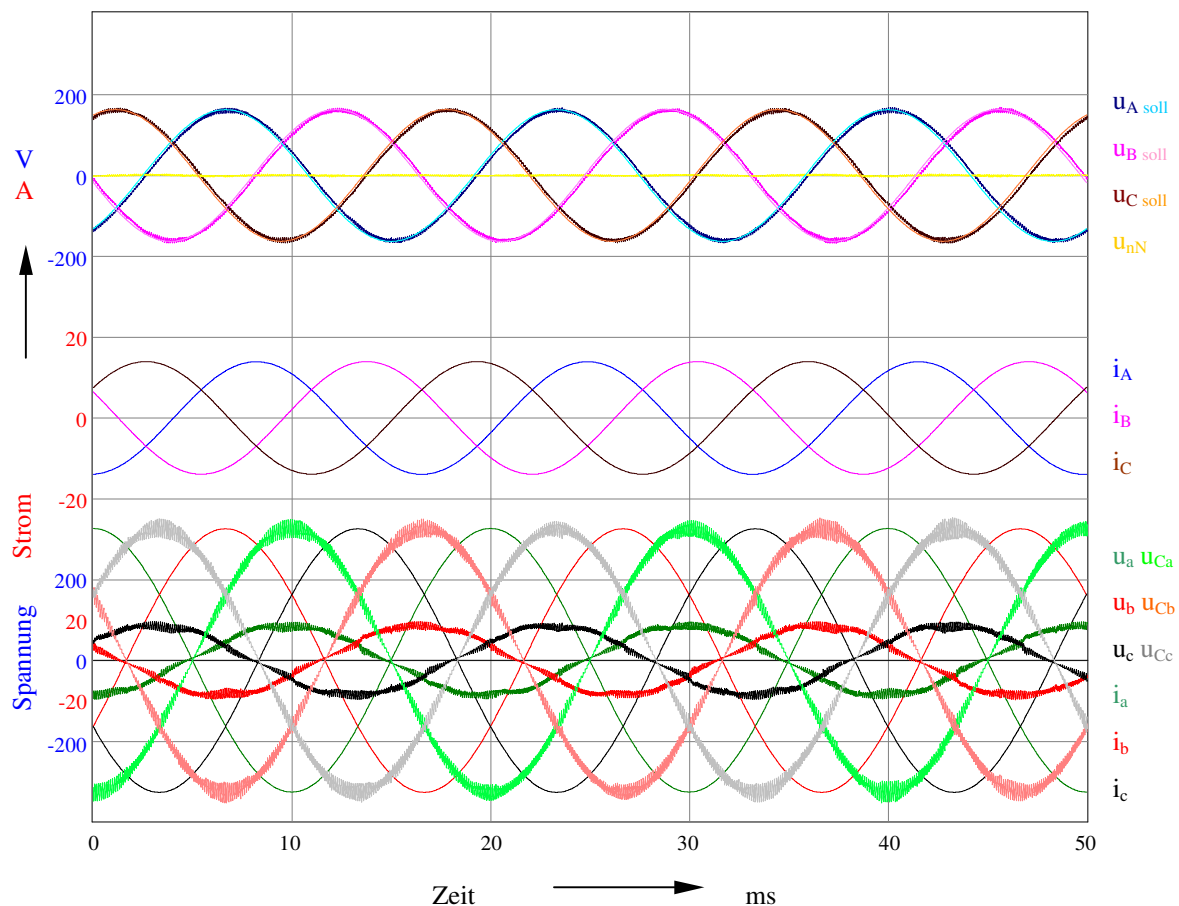


Abb. 7.3 Simulation bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,5$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)

Sowohl die Ausgangsspannung als auch der zugehörige Strom sind sinusförmig, die Ist-Werte stimmen mit der Vorgabe überein. Der Eingangsstrom besitzt ebenfalls Sinusform und hat gegenüber der Spannung keine Phasenverschiebung.

Bei sehr kleiner Last (Leerlauf) kann durch die Eingangskondensatoren ein geringer Blindstrom entstehen. Er ist im Vergleich zum Nennstrom sehr klein und belastet daher das speisende Netz nicht. Die leicht kapazitive Komponente ist bei der vorherrschenden induktiven Netzlast eher ein Vor- als ein Nachteil.

Wird die geforderte Ausgangsspannung erhöht, kann (wie im Kapitel 6.3.5 beschrieben) das Dreiphasensystem nicht mehr ohne Gleichanteil erzeugt werden. Durch das eingesetzte Verfahren soll aber diese Komponente so klein wie möglich gehalten werden.

In Abb. 7.4 ist zu erkennen, dass (je nach Lage der Ein- und Ausgangswinkel) eine zeitlich veränderliche minimierte Potentialdifferenz zwischen den Neutralpunkten auftritt.

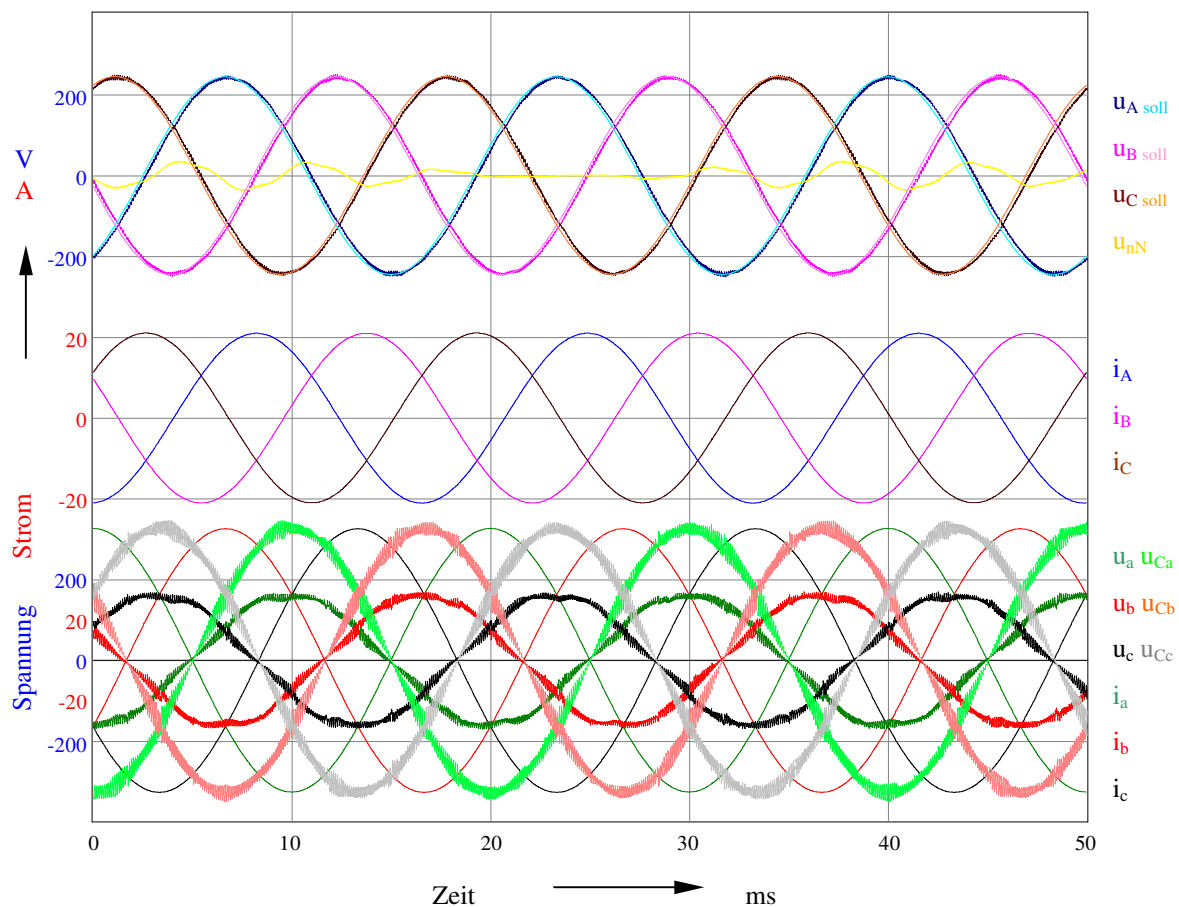


Abb. 7.4 Simulation bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,75$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)

Der ein- und ausgangsseitige Spannungs- bzw. Stromverlauf deckt sich mit Abb. 7.3, wobei die Wirkleistung von 58 % auf 87 % des Nennwertes erhöht wurde. Das Netz wird nicht mit Blindleistung belastet, der Phasenwinkel am Eingang bleibt auch bei höherem Stromfluss Null.

Um bei einer Ausgangsspannung von $U_{LL} = 345 \text{ V}$ die Wirkleistung von 9 kW abgeben zu können, muss die Spannungsübersetzung der Matrix auf 0,9 erhöht werden. Damit ist der Maximalwert des normalen Arbeitsbereiches bereits überschritten, so dass in den bisherigen Steuerverfahren Übermodulation vorliegt.

Wie in Abb. 7.5 zu sehen ist, wird mit der in Abschn. 6.3.5 beschriebenen dynamischen Anpassung der Sinusverlauf der Sollvorgabe in allen Bereichen realisiert, in denen es der jeweilige Eingangs- und Ausgangswinkel zulässt. Erst wenn dies nicht möglich ist, wird der unter den dann vorliegenden Bedingungen ein kleinerer aber maximal möglicher Spannungsvektor gebildet.

Liegt nur eine minimale Überschreitung der Grenze von 0,866 vor, ändert sich der Verlauf des Eingangsstromes nicht. Der Ausgangsstrom bleibt exakt sinusförmig, die Spannung weicht jedoch geringfügig davon ab.

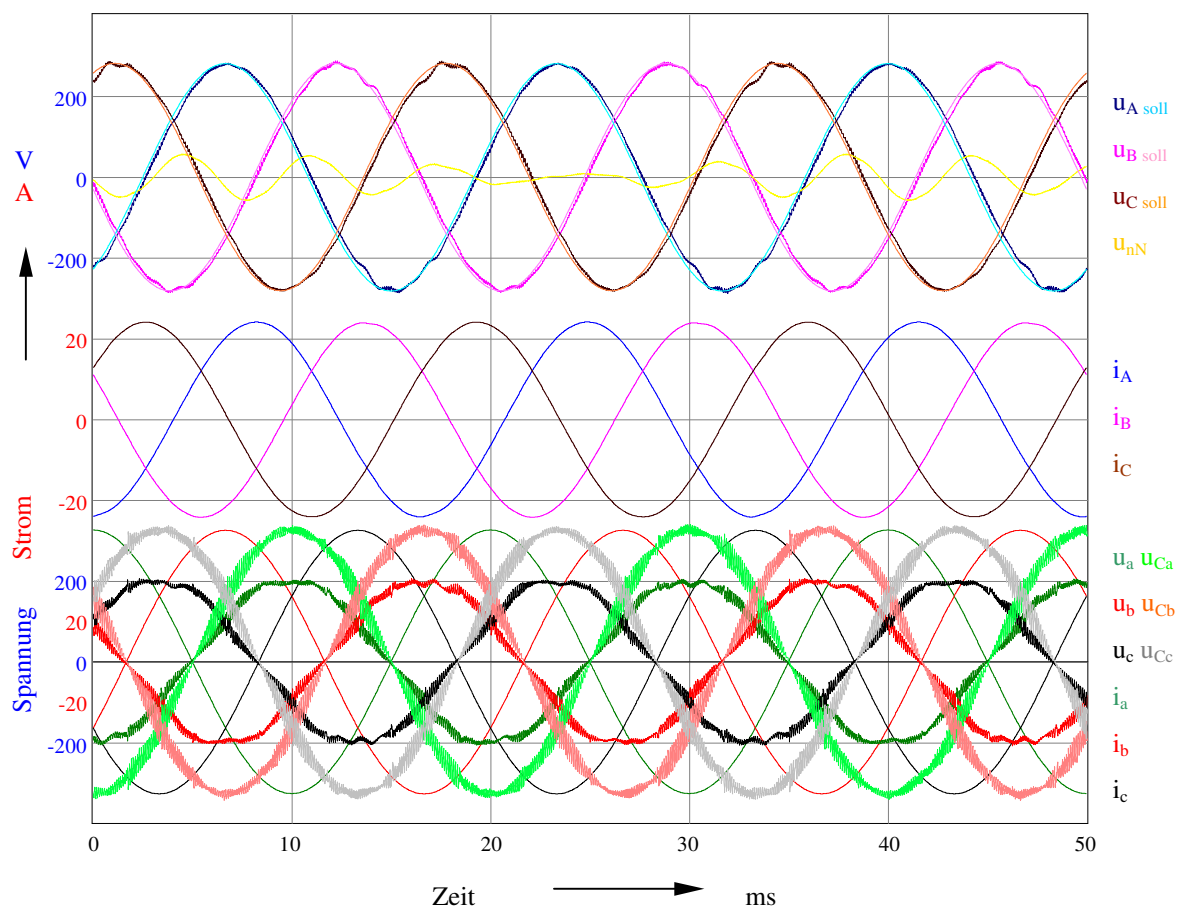


Abb. 7.5 Simulation bei $\ddot{u}_{ges} = 0,866$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)

Wird die geforderte Ausgangsspannung weiter erhöht, vergrößert sich die Abweichung von der Sinusform, der Klirrfaktor steigt von 1,7 % (bei 345 V in Abb. 7.5) auf 5,1 % (bei 380 V in Abb. 7.6).

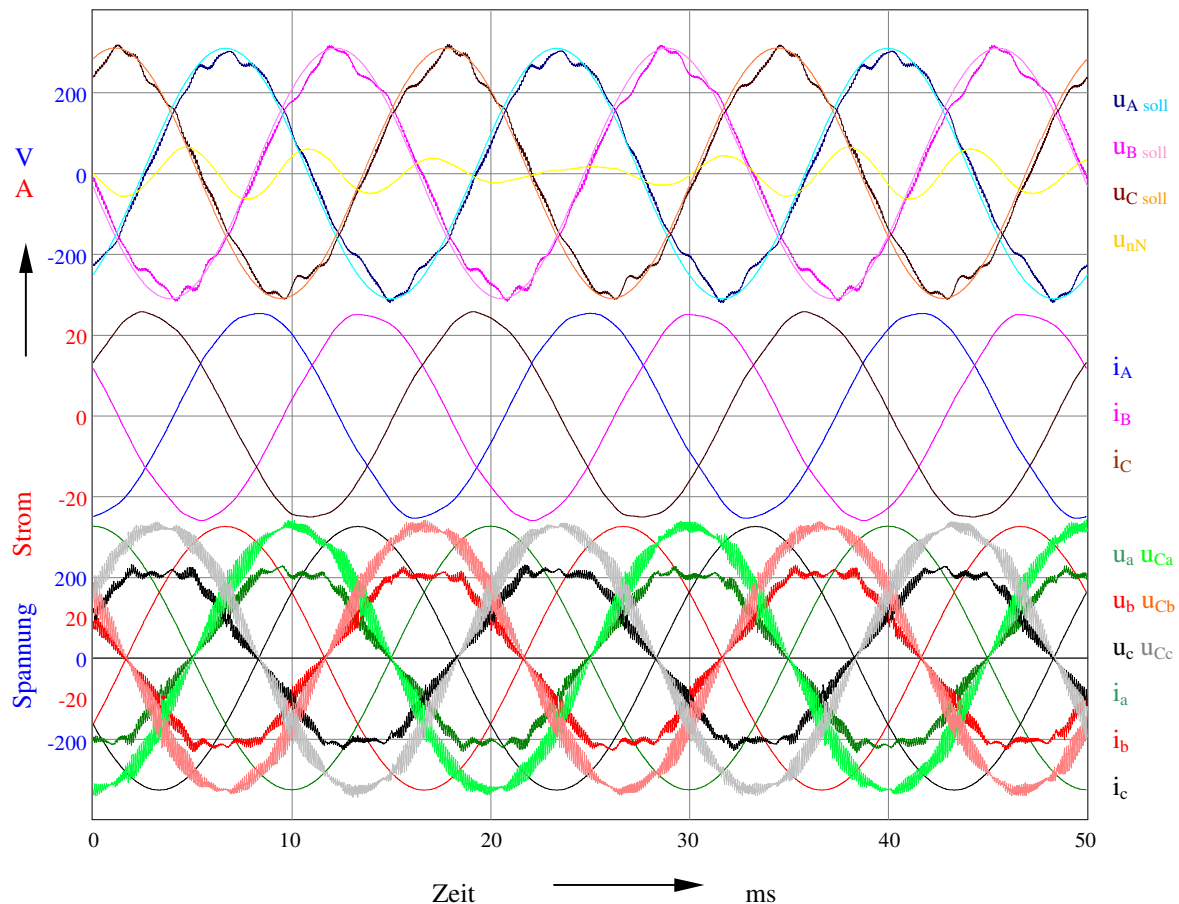


Abb. 7.6 Simulation bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,95$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)

Der Ausgangsstrom beginnt sich zu deformieren, die Kuppen des Eingangsstromes sind abgeplattet. Die Phasenlage ist trotz der Verzerrung Null.

Die Spannungsübersetzung der Matrix beträgt bereits 1:1. Eine weitere Vergrößerung des Sollwertes bringt keine zusätzliche Spannungserhöhung, da sich die Bereiche mit begrenzten Werten ausdehnen und somit nur zur Zunahme des Klirrfaktors führen.

Für Antriebssysteme, die keine besonderen Anforderungen an die Qualität der Spannung stellen, ist (zumindest kurzzeitig) der Betrieb mit dieser hohen Übersetzung möglich.

7.2.2 Änderung des Phasenwinkels am Ausgang

In den nachfolgenden Diagrammen soll der Einfluss unterschiedlicher Lastverhältnisse dargestellt werden. Die Phasenverschiebung am Ausgang wird zunächst nicht in das Programm eingelesen, hier erfolgt die Berechnung der Einschaltzeiten mit $\Phi_{\text{Rech}} = 30^\circ$. Die Last wurde so gewählt, dass der Stromfluss am Ausgang bei Phasenwinkeln von 0° , 15° , 30° , 45° und 60° konstant bleibt. Das Diagramm für 30° wird hier nicht noch einmal dargestellt (entspricht Abb. 7.4), jeweils $15^\circ/45^\circ$ bzw. $0^\circ/60^\circ$ sind in einer Abbildung zusammengefasst.

Beträgt die Abweichung $\pm 15^\circ$ zwischen dem Ausgangsphasenwinkel Φ und dem zur Rechnung genutzten Wert Φ_{Rech} wirkt sich das nur wenig auf den Kurvenverlauf des Eingangsstromes aus. An den in Abb. 7.7 gekennzeichneten Übergangsstellen von verschiedenen Sektoren können kurzzeitig leichte Schwingungserscheinungen auftreten.

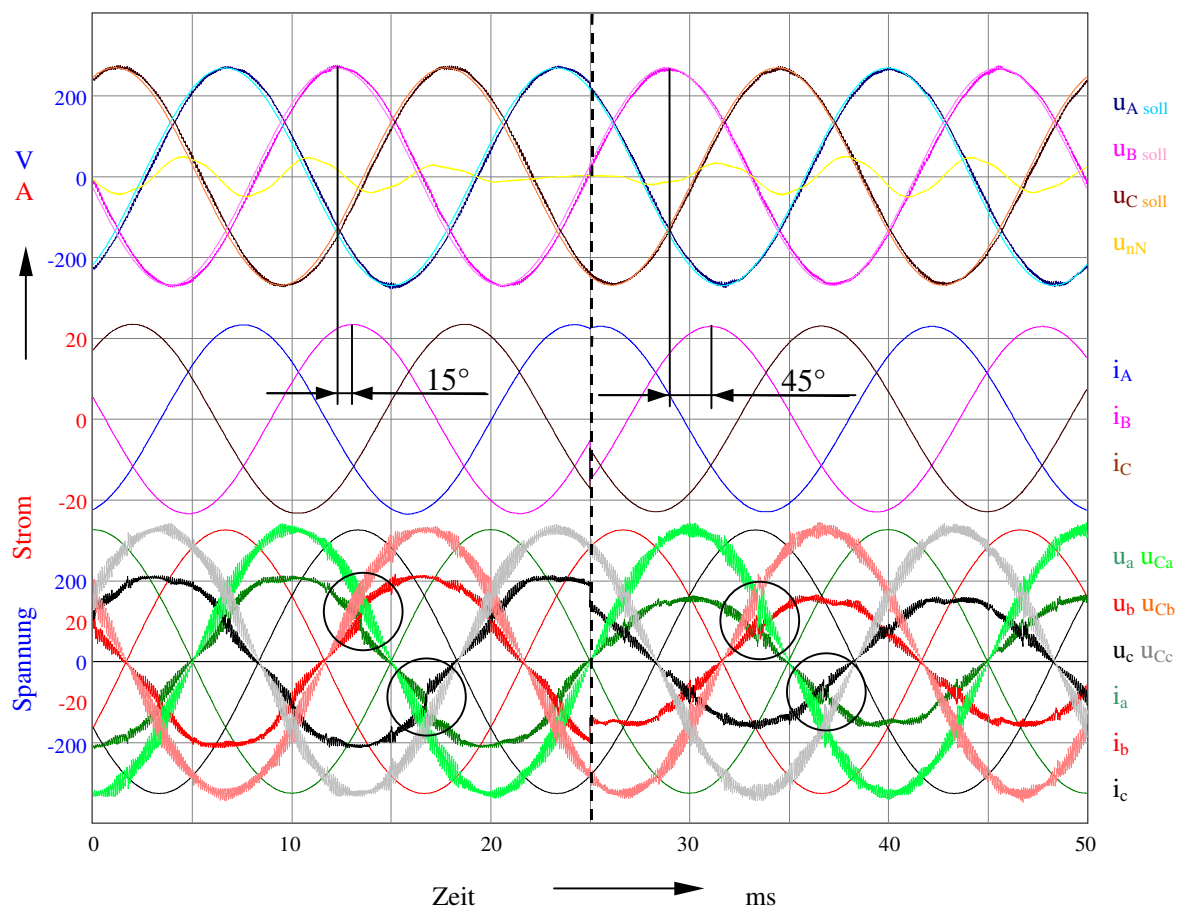


Abb. 7.7 Simulation bei $\Phi = 15^\circ/45^\circ$ ($\ddot{u} = 0,866$, $f_A = 60$ Hz, $\Phi_{\text{Rech}} = 30^\circ$)

Diese Erscheinung verstärkt sich mit zunehmender Differenz zwischen dem realen und dem fest programmierten Winkel, da bei Sektorübergängen größer werdende Sprünge in den Einschaltzeiten entstehen.

Bei einem Fehler von $\Phi - \Phi_{\text{Rech}} = \pm 30^\circ$ (Abb. 7.8) sind diese Unstetigkeiten deutlich sichtbar.

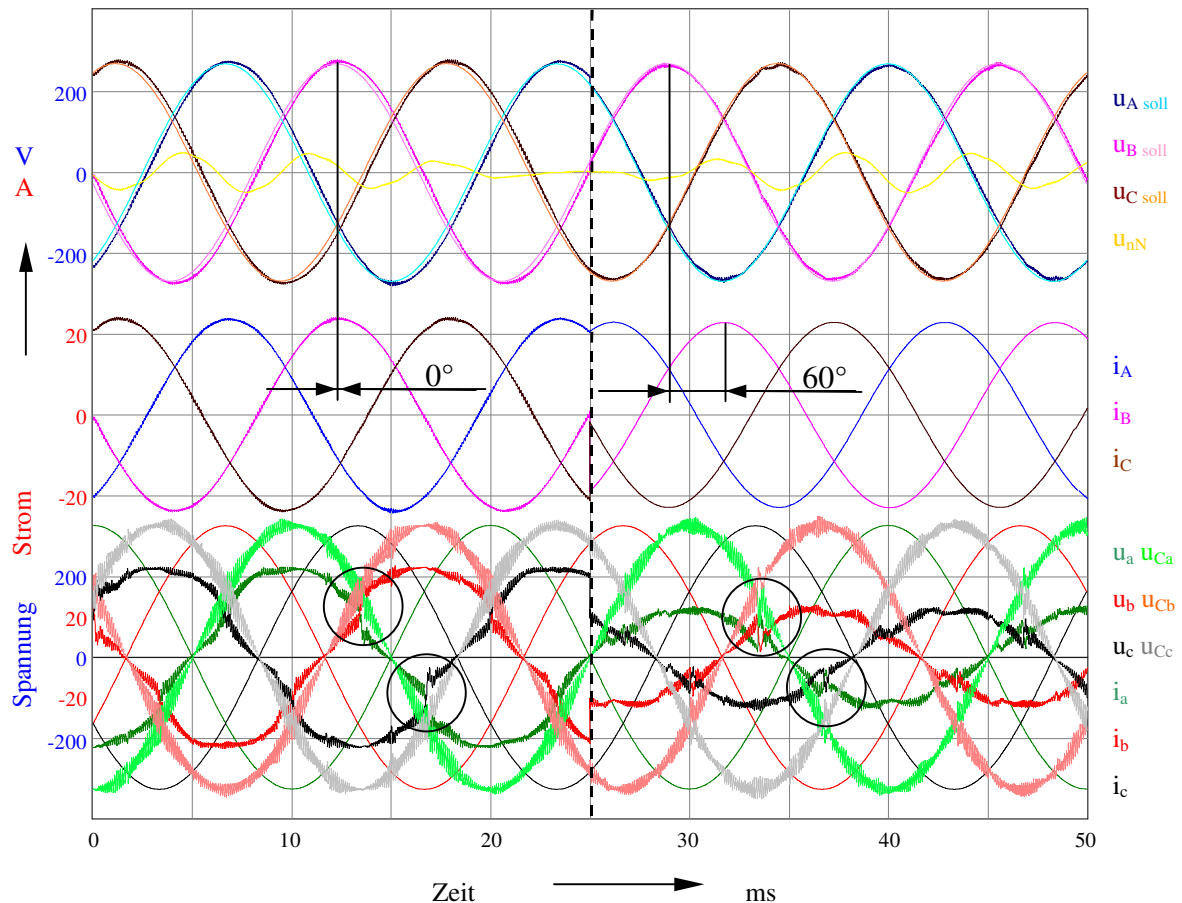


Abb. 7.8 Simulation bei $\Phi = 0^\circ/60^\circ$ ($\ddot{u} = 0,866$, $f_A = 60$ Hz, $\Phi_{\text{Rech}} = 30^\circ$)

Zur Vermeidung dieser Effekte muss im Programm mit dem tatsächlich vorhandenen Phasenwinkel und den erweiterten Gleichungen aus dem Kapitel 6.3.7 gerechnet werden. Ist die Anpassung an eine konkrete Last vorgesehen und verändert sich der Phasenwinkel im Betrieb nur geringfügig, kann er als Festwert bei der Parametrierung des Umrichters eingegeben werden. Der Kurvenverlauf entspricht den Diagrammen ohne Fehlanpassung aus dem vorigen Abschnitt und wird nicht noch einmal dargestellt.

Ist jedoch ein großer Arbeitsbereich abzudecken, muss der reale Winkel im laufenden Betrieb ermittelt und als veränderlicher Parameter an das Programm gegeben werden. Dazu wird der Strom von mindestens zwei Ausgangsleitern gemessen. Mit diesen Werten ist es möglich, die Richtung des Stromzeigers zu bestimmen, die Spannungsrichtung liegt im Programm zu jedem Zeitpunkt als Sollwert vor.

In Abb. 7.9 wird die Belastung so verändert, dass sich der Phasenwinkel von anfangs 0° auf 90° zum Simulationsende dreht. Die Berechnung der Schaltzeiten erfolgt mit dieser Variable ($\Phi_{\text{Rech}} = \Phi$).

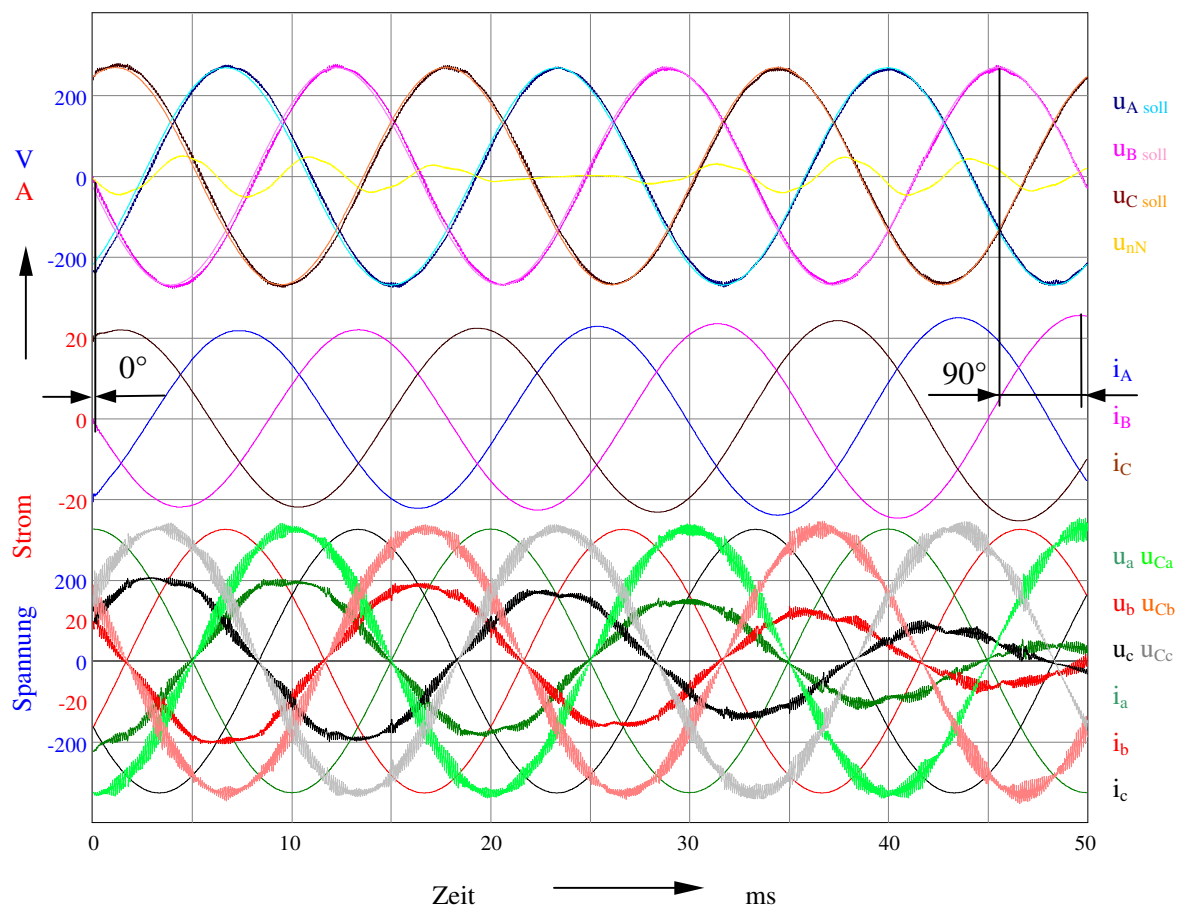


Abb. 7.9 Simulation bei $\Phi_{\text{Rech}} = \Phi \rightarrow 0^\circ \dots 90^\circ$ ($\ddot{u} = 0,866$, $f_A = 60 \text{ Hz}$)

Die entsprechenden Widerstands- und Induktivitätswerte wurden so nachgeführt, dass der Ausgangsstrom nahezu konstant bleibt. Dadurch verringert sich mit zunehmender Phasenverschiebung die Wirkleistung, so dass der Eingangsstrom sinkt.

7.2.3 Variation der Sollfrequenz

Um die gezeigten Diagramme vergleichen zu können, wurde bisher die Ausgangsfrequenz auf 60 Hz festgesetzt.

In Abb. 7.10 ist der Simulationsverlauf bei unterschiedlicher Sollfrequenz dargestellt. Sie steigt, nach der Erzeugung einer Gleichspannung in den ersten 10 ms, kontinuierlich bis auf 200 Hz an. Um einen konstanten Stromfluss bei sich ändernder Frequenz zu erhalten, wurde für diese Untersuchung rein ohmsche Last vorgesehen und die Zeitberechnung mit $\Phi_{\text{Rech}} = 0^\circ$ durchgeführt.

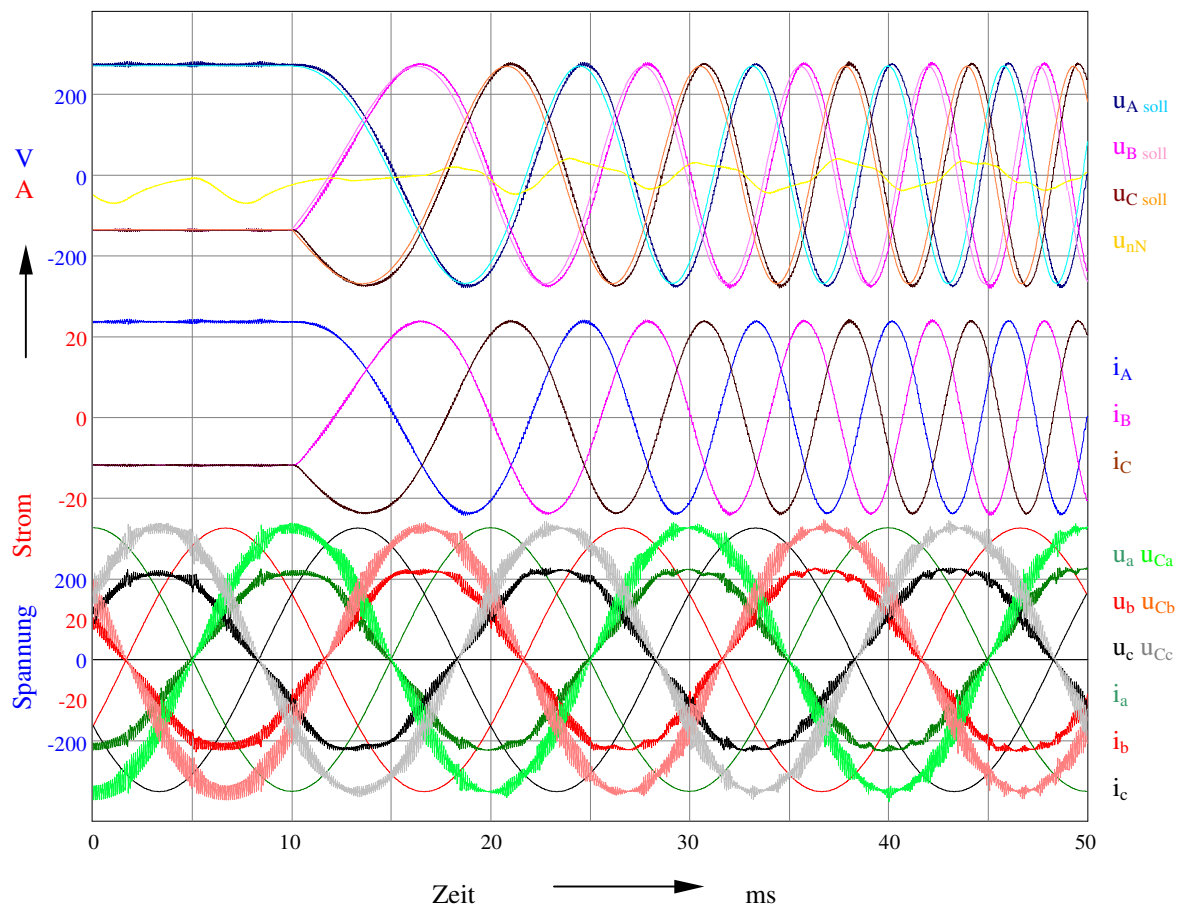


Abb. 7.10 Simulation bei $f_A \rightarrow 0 \text{ Hz} \dots 200 \text{ Hz}$ ($\ddot{u} = 0,866$)

7.3 Testergebnisse am Versuchsstand

Nachdem im Kapitel 7.2 das Verfahren der Raumvektormodulation mit Hilfe der Simulation geprüft wurde, sollen die vorgestellten Algorithmen in der Praxis an einem Laboraufbau bestätigt werden.

7.3.1 Beschreibung des Versuchsaufbaus

Der Versuchsstand entspricht der in Abschnitt 3 gezeigten Prinzipschaltung. Das Leistungsteil verbindet das Drehstromnetz über das Ein- bzw. Ausgangsfilter mit dem ohmsch-induktiven Verbraucher. Die erforderlichen Schaltmuster werden im Steuerteil erzeugt.

Bei der Auswahl der Komponenten wurde vor allem Wert auf eine große Rechenleistung des DSP gelegt, um einen aufwendigen Austausch von Steuerbaugruppen und Neuprogrammierung bei späteren Untersuchungen zu vermeiden. Für den Funktionsnachweis ist es nicht erforderlich, eine bestimmte Spannungsebene einzustellen. Daher wurden auf der Leistungsseite zur Kosteneinsparung bereits vorhandene Bauteile mit einer geringen Spannungsfestigkeit genutzt. Die Überprüfung der Simulationsergebnisse am Versuchsstand erfolgte bei jeweils gleicher Spannungsübersetzung, so dass vergleichbare Daten vorliegen.

Der Versuchsaufbau ist in Abb. 7.11 dargestellt. Kernstück der Steuereinheit ist das EZ-Kit mit zwei TigerSharc-Prozessoren. Während DSP A aus den vorgegeben Werten die erforderlichen Einschaltzeiten und Pulsmuster berechnet, gibt DSP B diese unmittelbar als zeitliche Abfolge aus, liest Messsignale ein und bereitet sie für die Übergabe an den Prozessor A auf. Durch die direkte Ausgabe ist eine gesonderte Schaltung zur Pulsweitenmodulation nicht erforderlich.

Die ADW-Karte, mit der 8 Kanäle digitalisiert werden können, ist auf das DSP-Board gesteckt. Damit ist es möglich, jeweils zwei Ein- und Ausgangsspannungen sowie die zugehörigen Ströme zu erfassen.

Über die USB-Verbindung mit dem PC erfolgt das Ein- bzw. Auslesen der erstellten Programme sowie der ermittelten Daten.

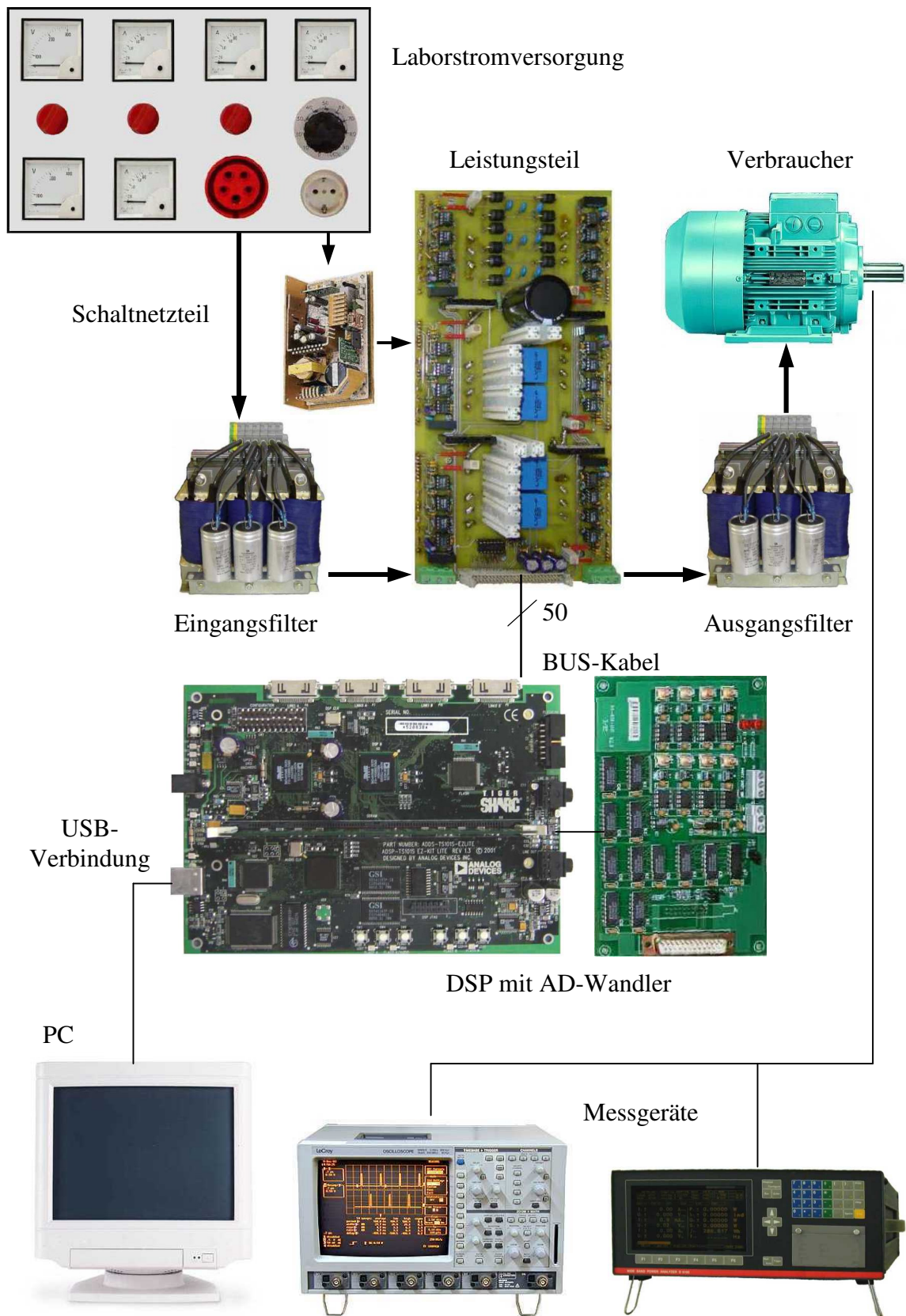


Abb. 7.11 Versuchsaufbau

Leistungs- und Steuerteil sind durch ein BUS-Kabel verbunden, durch das die digitalen Schaltbefehle, Messdaten sowie die Stromversorgung mit unterschiedlichen Betriebsspannungen erfolgt. Diese werden von einem Schaltnetzteil erzeugt, das an die Leistungsplatine angeschlossen ist.

Die Laborstromversorgung liefert eine einstellbare Spannung, die über das Netzfilter zum Leistungsteil gelangt. Am Ausgangsfilter sind verschiedene, durch einen Motor symbolisierte, Verbraucher angeschlossen.

Die Aufnahme der Datenreihen erfolgte sowohl netz- als auch lastseitig mit mehreren Messgeräten. Dabei wurden die in der Simulation nach Punkt 7.2 dargestellten Parameteränderungen vorgenommen:

1. Veränderung der Ausgangsspannung
2. Änderung des Phasenwinkels am Ausgang
3. Variation der Sollfrequenz

Der Zeitraum beträgt ebenfalls einheitlich 50 ms, die Eingangsspannung ist gegenüber der Simulation auf ein Zehntel reduziert. Die Ausgangsfrequenz ist auf 60 Hz festgesetzt. Als letzter Punkt wurde der Frequenzdurchlauf, wie in der Simulation, von 0 bis 200 Hz vorgenommen.

7.3.2 Testergebnis bei unterschiedlicher Sollspannung

Die Messungen wurden jeweils mit dem in Abschnitt 7.2.1 aufgeführten Übersetzungsverhältnis durchgeführt. Wie dort beschrieben, sind im Gesamtverhältnis \bar{u}_{ges} alle Verluste der Leistungsbauteile einschließlich des Ein- und Ausgangsfilters enthalten, während sich die Spannungsübersetzung \bar{u} nur auf die Schaltermatrix bezieht.

Die gemessene Ausgangsstrangspannung und die vorgegebene Sollspannung sind im oberen Teil der Diagramme, die zugehörigen Ströme in der Mitte abgebildet. Das Eingangssystem ist zusammengefasst jeweils unten dargestellt. Miteinander in Verbindung stehende Größen sind durch ähnliche Farben gekennzeichnet.

In Abb. 7.12 ist der zeitliche Verlauf der Messdaten bei einer Spannungsübersetzung von 0,5 dargestellt.

Gegenüber der Simulation (Abb. 7.3) ist ein etwas größerer Oberwellenanteil zu verzeichnen, der vor allem auf parasitäre Elemente der Bauteile zurückzuführen ist. Bei Nennübersetzung beträgt der Klirrfaktor der Ausgangsspannung 6,0 % und des Ausgangsstromes 4,6 %. Kondensatorspannung und Eingangsstrom weisen dabei 4,1 % bzw. 9,7 % auf.

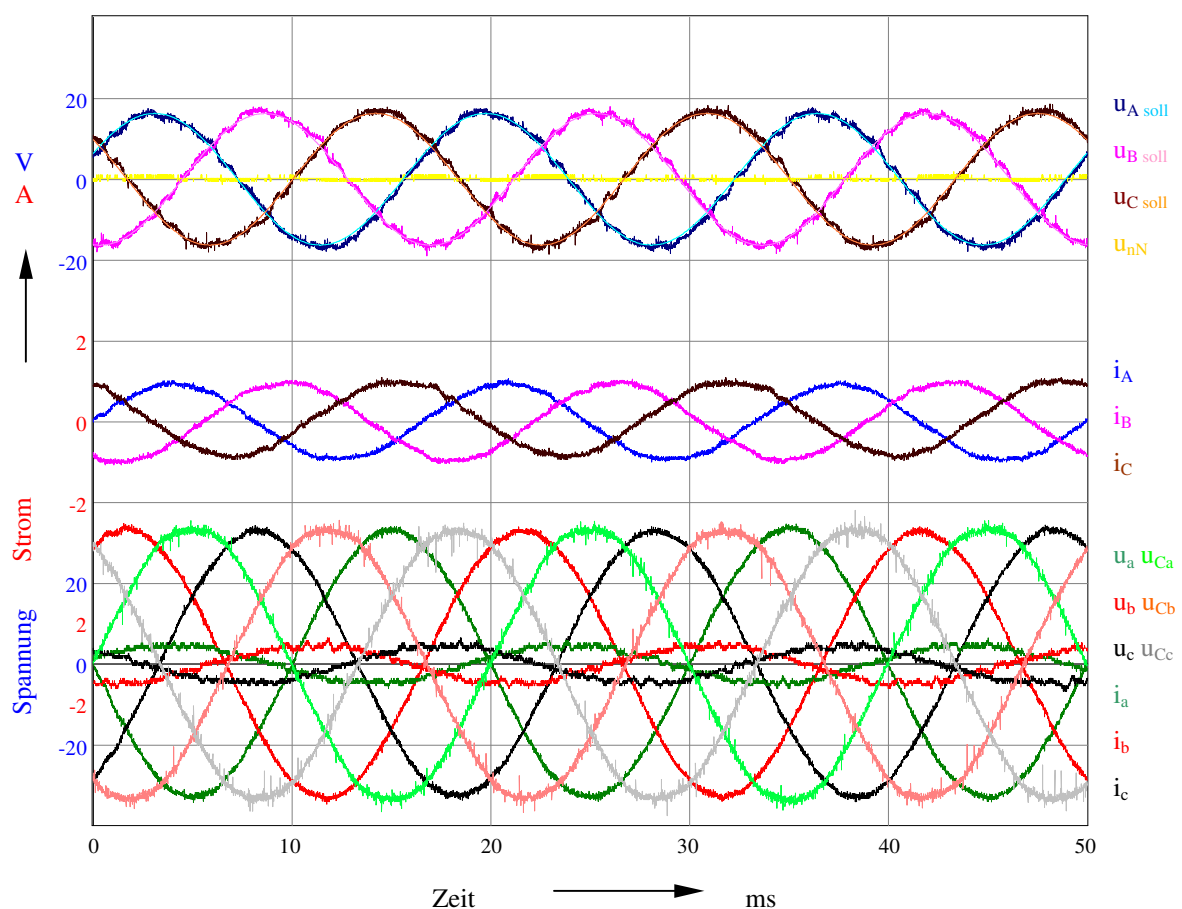


Abb. 7.12 Messergebnis bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,5$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)

Die Erzeugung des dreiphasigen Netzes ist bei dieser Übersetzung zu jedem Zeitpunkt ohne Gleichkomponente möglich, die Spannung zwischen ein- und ausgangsseitigem Sternpunkt wird mit dem Steuerverfahren auf Null reduziert.

Bei größerer Spannungsübersetzung kann das Drehstromsystem nur noch mit einem zeitweilig auftretenden Gleichanteil gebildet werden. In Bild 7.13 ist die in Abhängigkeit vom Ein- und Ausgangswinkel minimierte Spannung u_{nN} zu sehen. Das Testergebnis deckt sich gut mit der Simulation (Abb. 7.4).

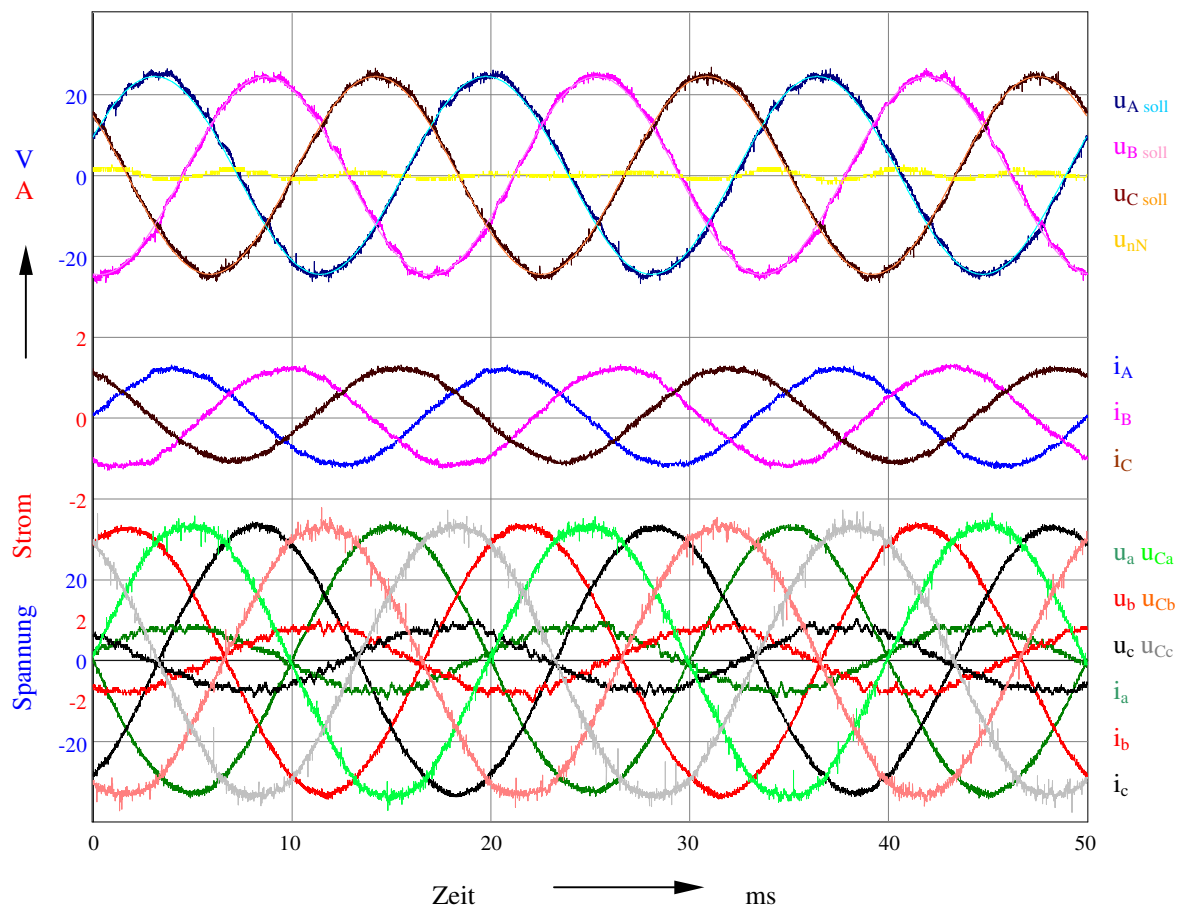


Abb. 7.13 Messergebnis bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,75$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)

Die Ausgangsspannung folgt dem vorgegebenen Sollwert. Sowohl die Spannung als auch der Laststrom sind sinusförmig. Gleiches gilt für den Eingangsstrom. Er liegt in Phase zur Netzspannung, so dass nur Wirkleistung fließt.

Wird die Grenze von $\ddot{u} = 0,866$ überschritten, müssen infolge der Übermodulation Einbußen bei der Qualität der erzeugten Ausgangsspannung hingenommen werden. Das Steuerverfahren soll auch diesen Arbeitsbereich abdecken und gleichzeitig die Qualitätsminderung so klein wie möglich halten.

Wie in der Simulation (Abb. 7.5) gezeigt, liegt bei einer Gesamtspannungsübersetzung von $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,866$ bereits leichte Übermodulation vor, da der auf die Schaltermatrix bezogene Übertragungsfaktor $\ddot{u} = 0,9$ beträgt. Auch im Laborversuch ist der Ausgangsstrom bei ohmsch-induktiver Last sinusförmig, der Spannungsverlauf zeigt erste kleine Abweichungen (Abb. 7.14).

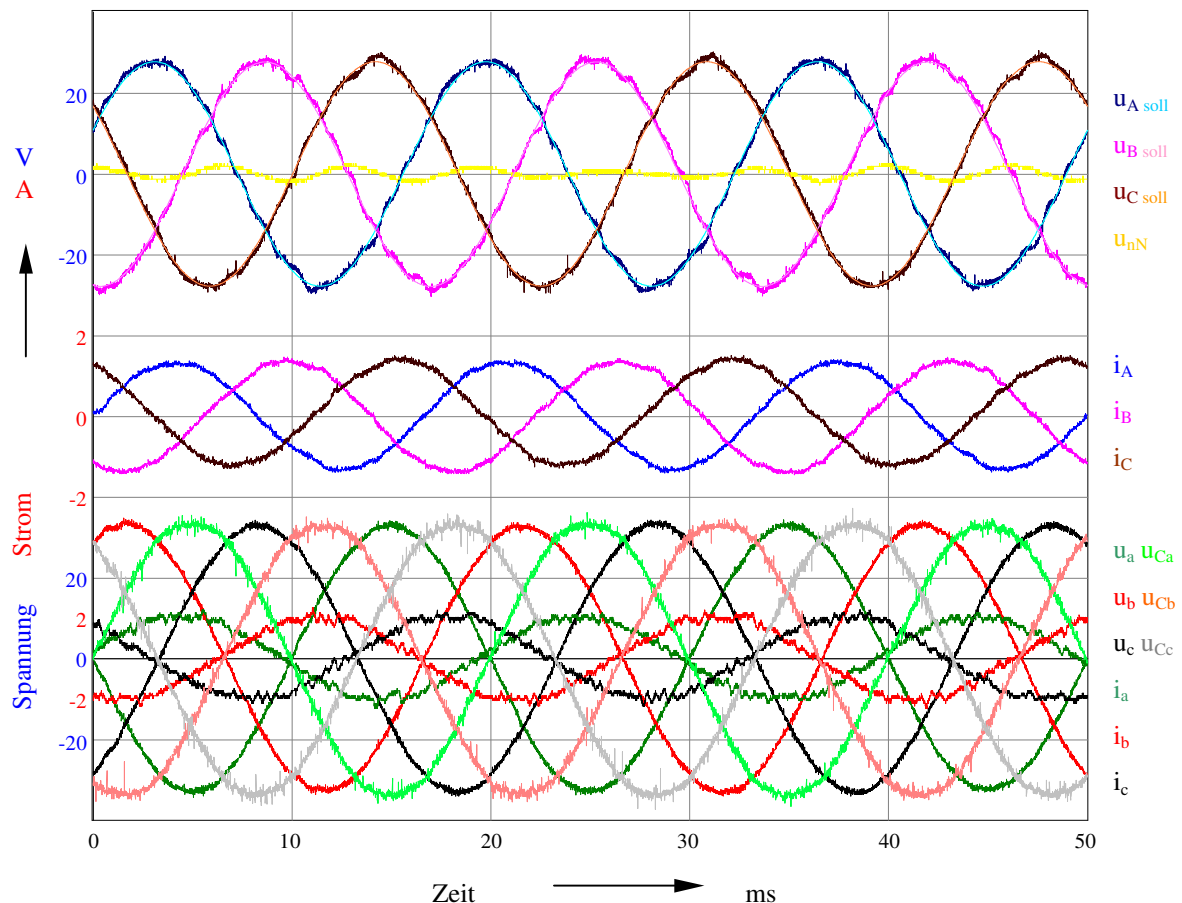


Abb. 7.14 Messergebnis bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,866$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)

Bei der geringen Übermodulation bleiben sowohl die Form als auch die Phasenlage des Eingangsstroms unverändert, so dass dem Netz nur Wirkleistung entnommen wird.

Eine weitere Erhöhung der Spannungsübersetzung wirkt sich auch auf den Netzstrom aus. Die Nulldurchgänge von Spannung und Strom am Eingang bleiben deckungsgleich, die Phasenlage ändert sich nicht. Die Form wird jedoch durch das Abplatten der Stromkuppen verzerrt.

In Abb. 7.15 ist der Kurvenverlauf bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,95$ dargestellt. Das entspricht einer auf die Schaltermatrix bezogenen Übersetzung von $\ddot{u} = 1$.

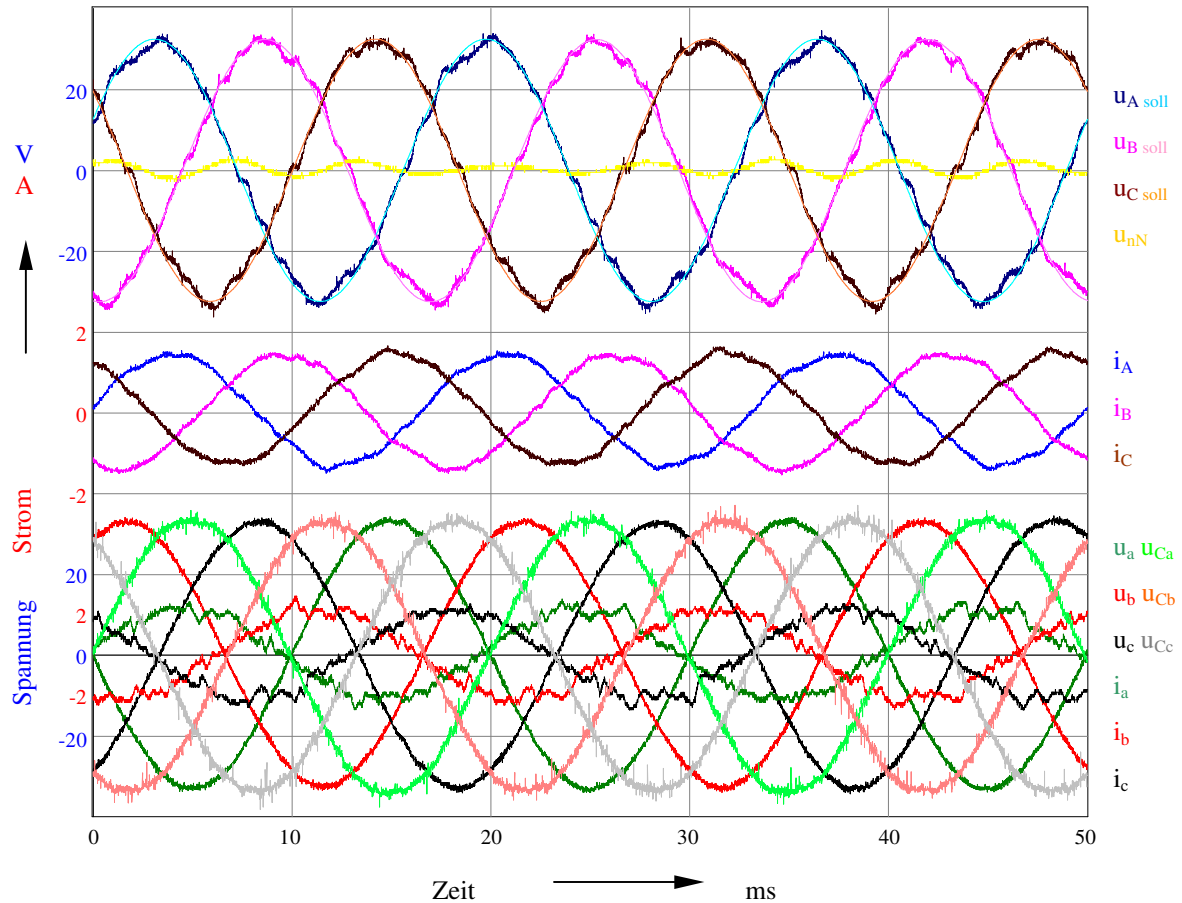


Abb. 7.15 Messergebnis bei $\ddot{u}_{\text{ges}} = 0,95$ ($f_A = 60 \text{ Hz}$, $\Phi = 30^\circ$)

Die Deformation des Eingangsstromes im Bereich der Kuppen ist zu erkennen, auch wenn die Verzerrungen nicht so deutlich sind, wie in der Simulation. Der Verlauf der Ausgangsspannung und des Laststroms deckt sich gut mit den gezeigten Simulationsergebnissen aus Abb. 7.6. Eine weitere Erhöhung der Übersetzung führt lediglich zu einer Zunahme der Verzerrung der Ausgangsspannung und nicht zu einer Vergrößerung des Effektivwertes.

Wenn keine besonders hohen Anforderungen an die Qualität der Ausgangsspannung gestellt werden, ist der Betrieb mit Übermodulation bis $\ddot{u} = 1$ möglich.

7.3.3 Einfluss des Phasenwinkels

Eine kleine Abweichung des Phasenwinkels zwischen Ausgang und internem Rechenwert von $|\Phi - \Phi_{\text{Rech}}| < 15^\circ$ wirkt sich, wie schon gezeigt, kaum auf den Eingangsstrom aus. Daher wird hier im Vergleich zu Abb. 7.8 nur eine Differenz von $\pm 30^\circ$ betrachtet.

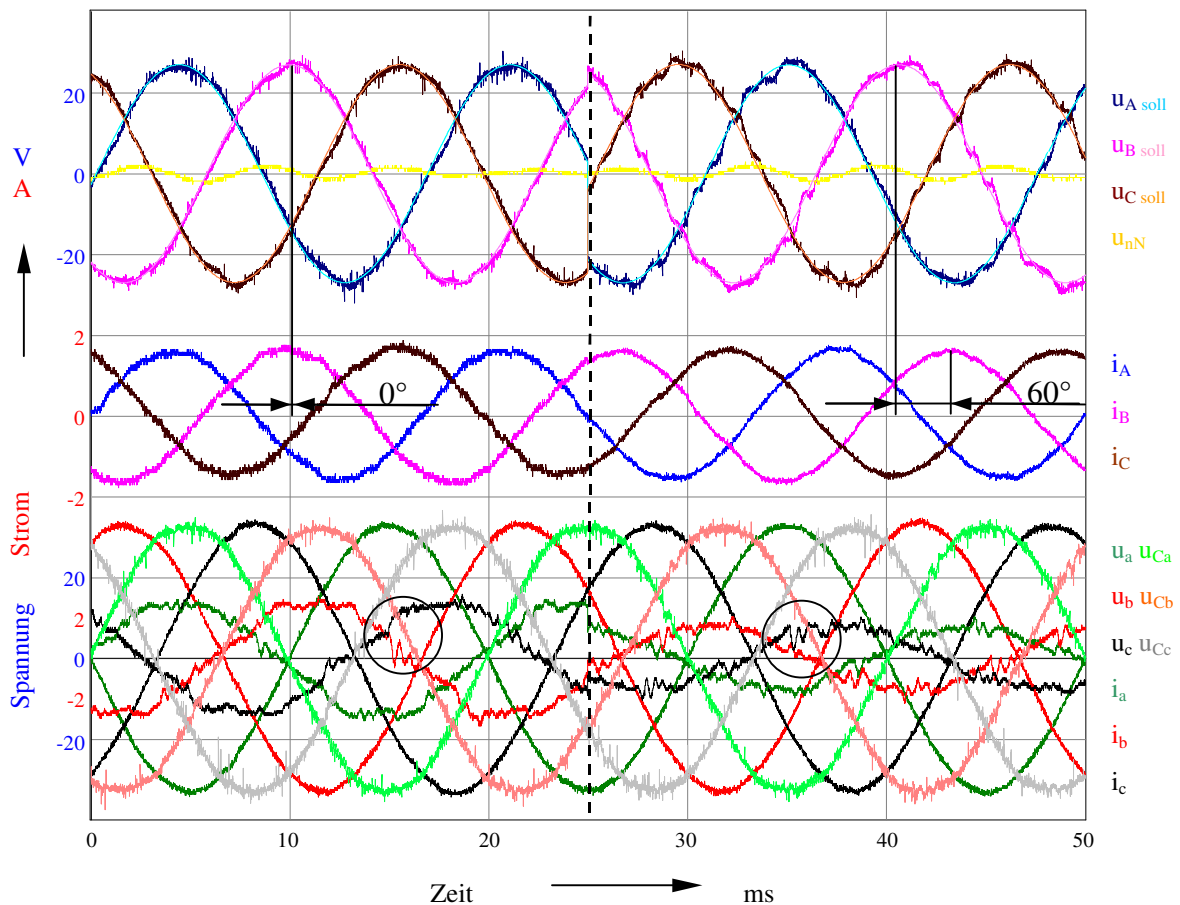


Abb. 7.16 Messergebnis bei $\Phi = 0^\circ/60^\circ$ ($\ddot{u} = 0,866$, $f_A = 60$ Hz, $\Phi_{\text{Rech}} = 30^\circ$)

In Abb. 7.16 sind die Sprünge auf der Eingangsseite kurz nach einem Sektorübergang zu erkennen. Ist mit einem Antriebssystem ein weiterer Bereich abzudecken, muss der Rechenwert dem tatsächlichen Phasenwinkel nachgeführt werden. Verändert sich der Winkel in den jeweiligen Arbeitspunkten nur geringfügig, kann mit einem festen Wert gerechnet werden, der je nach Anwendung als Parameter vor Inbetriebnahme einzugeben ist.

7.3.4 Veränderung der Ausgangsfrequenz

Der Frequenzdurchlauf wurde, wie in der Simulation (Abb. 7.10), von 0 bis 200 Hz durchgeführt und ist in Abb. 7.17 dargestellt.

Wie in allen Messreihen erfolgte die Pulsmusterberechnung mit dem festen Phasenwinkel $\Phi_{\text{Rech}} = 30^\circ$. Damit der Ausgangsstrom über den gesamten Frequenzbereich konstant bleibt, wurden die Daten mit ohmscher Last aufgenommen.

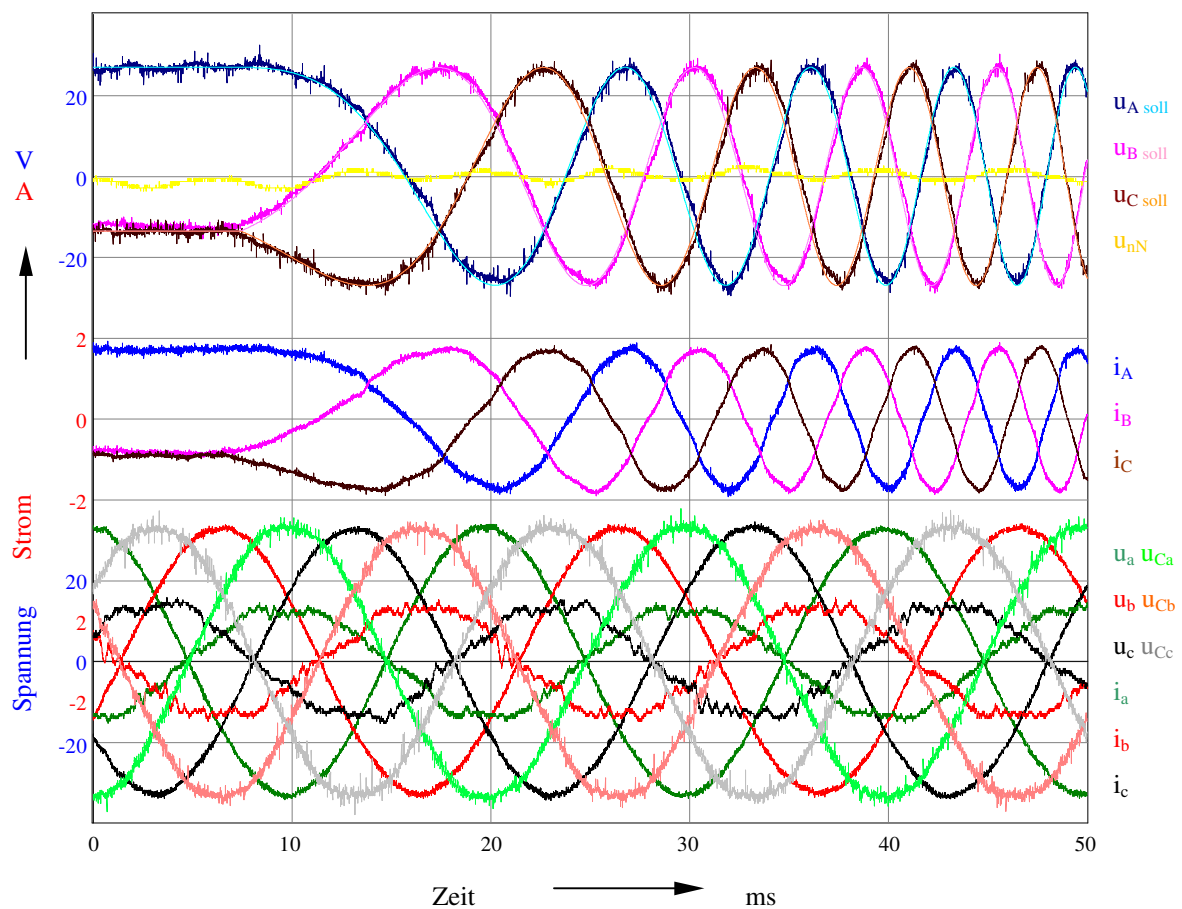


Abb. 7.17 Messergebnis bei $f_A \rightarrow 0 \text{ Hz} \dots 200 \text{ Hz}$ ($\ddot{u} = 0,866$)

8 Zusammenfassung und Ausblick

Der Matrixconverter, der zur Gruppe der Direktumrichter gehört, weist gegenüber herkömmlichen Stromrichtern einige Vorzüge auf, da er die Energie direkt umwandelt und nicht in einem Gleichspannungs- oder Gleichstromkreis zwischenspeichert.

Auf der anderen Seite ist die Steuerung und insbesondere die Kommutierungsführung komplizierter, so dass dieser Umrichtertyp in der Praxis bisher noch keine Verbreitung gefunden hat.

Deshalb wurde in dieser Arbeit ein Algorithmus entwickelt, der eine einfache Programmierung ermöglicht und gleichzeitig dem Matrixconverter weitere Vorteile verschafft.

Mit dem Verfahren der Raumvektormodulation, bei dem nicht ein ebenes, sondern ein dreidimensionales Modell des Drehstromsystems zur Berechnung der Einschaltzeiten benutzt wird, kann die im Umrichterbetrieb auftretende Gleichkomponente reduziert und damit die in dem angeschlossenen Motor auftretenden Lagerströme minimiert werden. Somit sinkt der Verschleiß und die Lebensdauer der Maschine wird erhöht.

Durch eine dynamische Anpassung der einzuhaltenden Bedingungen in Abhängigkeit vom jeweiligen Ein- bzw. Ausgangswinkel ist eine sehr hohe Spannungsübersetzung möglich, ohne dass wesentliche Einbußen bei der Qualität von Netz- und Laststrom in Kauf genommen werden müssen.

Der Eingangsstrom ist in allen Betriebspunkten blindanteilfrei. Mit dem Netz wird lediglich Wirkleistung ausgetauscht, da der Strom, unabhängig vom Phasenwinkel am Ausgang, sinusförmig und in Phase zur Eingangsspannung ist. Somit werden weder Grundschrwingungs- noch Verzerrungs- oder Modulationsblindleistung verursacht.

Sind bei Laständerungen im laufenden Betrieb nur kleine Schwankungen des Leistungsfaktors zu erwarten, kann dieser bei Programmstart als Festwert eingelesen und mit vereinfachten Gleichungen gerechnet werden. Durch Überwachung des Ausgangsstromes ist aber auch eine Rückführung an das Steuerteil und Ausgabe von an die jeweiligen Belastungsverhältnisse angepassten Pulsmustern möglich, so dass der Phasenwinkel jeden beliebigen Wert annehmen kann, ohne dabei die Form des Netzstromes zu beeinflussen.

Mit der hier vorgestellten Kommutierungsmethode ist ein sicherer Betrieb jederzeit gewährleistet, da eine Überschreitung der Sektorgrenzen von 30° gefahrlos möglich ist und somit die (durch schnelles Schalten der großen Ströme verursachten und vor allem bei kleinen Messwerten auftretenden) Fehler in der Erfassung der Führungsgröße nicht zu kritischen Bereichen führen können. Dafür muss lediglich ein Parameter, die Eingangsspannung, überwacht und ausgewertet werden. Diese wird bei den meisten Anwendungen auch für andere Programmteile benötigt, so dass kein zusätzlicher Bauteilaufwand erforderlich ist.

In dieser Arbeit wurde ein Steuerverfahren gezeigt, das durch die Reduzierung der Gleichkomponente, eine zuverlässige Kommutierungsführung sowie eine große Spannungsübersetzung die Vorteile des Matrixconverters gegenüber herkömmlichen Umrichtern erhöhen soll. Bei der Vielzahl an Varianten, die der Matrixumrichter bietet, sind noch längst nicht alle Möglichkeiten ausgeschöpft, so dass mit weiteren Verbesserungen zu rechnen ist.

Wenn zukünftig eine hinreichend große Produktpalette an Bauteilen zur Verfügung steht, wird der Matrixconverter vor allem in Antriebssystemen, bei denen eine Energierückspeisung vorgesehen ist, eine gute Alternative zum Zwischenkreisumrichter darstellen und bei den steigenden Anforderungen an die Netzqualität zunehmend an Bedeutung gewinnen.

Literaturverzeichnis

- [1] AD7891 EVAL-AD7891-1CB Evaluation Board for Single Supply.
Analog Devices, 2002

- [2] AD7891 LC²MOS 8-Channel, 12-Bit High Speed Data Acquisition System.
Analog Devices, 2002

- [3] ADSP-TS101 TigerSHARC Processor Programming Reference.
Analog Devices, 2003

- [4] ADSP-TS101S EZ-KIT LITE Evaluation System Manual.
Analog Devices, 2002

- [5] ADSP-TS101S DSP Microcomputer.
Analog Devices, 2002

- [6] ADSP-TS101S TigerSHARC DSP Hardware Specification.
Analog Devices, 2002

- [7] ADSP-TS101S TigerSHARC DSP Instruction Set Specification.
Analog Devices, 2002

- [8] Bernet, Steffen; Teichmann, Ralph:
Hart und weich schaltende Matrixstromrichter mit rückwärts sperrfähigen
NPT-IGBTs für Drehstromantriebe.
In: ETG Fachbericht 39, Bad Nauheim, 1998, S. 255..271

- [9] Bland, Michael; Wheeler, Patrick; Clare, Jon; Empringham, Lee:
Comparison of Calculated and Measured Losses in Direct AC-AC Converters.
In: Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, 2001

- [10] Braun, M.:
Ein Dreiphasiger Direktumrichter mit Pulsbreitenmodulation zur getrennten Steuerung der Ausgangsspannung und der Eingangsblindleistung.
Diss. Technische Hochschule Darmstadt, 1983
- [11] Budig, Peter-Klaus:
Drehzahlvariable Drehstromantriebe mit Asynchronmotoren.
Verlag Technik Berlin, 1988
- [12] Bystron, K.:
Leistungselektronik.
Carl Hanser Verlag München Wien, 1979
- [13] Casadei, D.; Grandi, G.; Serra, G.; Tani, A.:
Analysis of space vector modulated matrix converters under unbalanced supply voltages
In: Proceedings of SPEEDAM '94, Taormina Italy, 1994, Bd. 4, S. 39
- [14] Casadei, D.; Klumpner, C.; Matteini, M.; Serra, G.; Tani, A.:
Input power quality in matrix converters: minimisation of the RMS value of input current disturbances under unbalanced and nonsinusoidal supply voltages.
In: Proceedings of NORPIE/2000, Aalborg, Denmark, 2000
- [15] Casadei, D.; Serra, G.; Tani, A.; Nielsen, P.:
Performance of SVM-controlled matrix converter with input and output unbalanced conditions.
In: Proceedings of EPE'95, 1995, Bd. 2, S. 2.628..2.633
- [16] Casadei, D.; Grandi, G.; Serra, G.; Tani, A.:
Space Vector Control of Matrix Converters with unity input Power Factor and sinusoidal Input/Output Waveforms.
In: Proceedings of EPE' 93, No. 377, Brighton UK, 1993, Bd. 7, S. 170..175

- [17] Casadei, D.; Serra, G.; Tani, A.; Nielsen, P.:
Theoretical and experimental analysis of SVM-controlled matrix converters under unbalanced supply conditions.
In: International Journal ELECTROMOTION, 1997, Bd. 4, Nr. 1-2, S. 28..37

- [18] Cho, Jung G.; Cho, Gyu H.:
Soft-switched matrix converter for high frequency direct AC-to-AC power conversion.
In: Int. J. Electronics, 1992, Bd. 72, Nr. 4, S. 669..680

- [19] Cordes, S.; Nestler, J.:
Eigenschaften des Matrixconverters und seine Einsatzvorteile gegenüber dem Zwischenkreisumrichter.
In: Fachtagung Leistungselektronik und intelligente Bewegungssteuerungen, Magdeburg, 1999, S. 52..57

- [20] Cordes, S.; Nestler, J.:
Matrixconverter zur Speisung von drehzahlveränderlichen Drehfeldmaschinen.
In: SPS/IPC/DRIVES '99, Nürnberg, 1999, S. S 531..540

- [21] Cordes, S.; Nestler, J.:
Verluste der Halbleiterventile in einem Matrixconverter.
k. A.

- [22] Empringham, Lee; Wheeler, P. W.; Clare, J. C.:
Bi-Directional Switch Current Commutation for Matrix Converter Applications.
In: PEMC, Prag, 1998

- [23] Empringham, Lee; Wheeler, P. W.; Clare, J. C.:
Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells using Novel Gate Drive Techniques.
In: PESC, Japan, 1998

- [24] Erickson, R. W.; Al-Naseem, O. A.:
A New Family of Matrix Converters.
Colorado Power Electronics Center

- [25] Fischer, R.:
Elektrische Maschinen.
Carl Hanser Verlag München Wien, 1992

- [26] Helle, Lars; Munk-Nielsen, Stig:
A Novel Loss reduced Modulation Strategy for Matrix Converters.
In: Proceedings of IEEE-PESC'01, 2002, Bd. 2, S. 1102..1107

- [27] Hering, Ekbert; Bressler, Klaus; Gutekunst, Jürgen:
Elektronik für Ingenieure.
VDI Verlag Düsseldorf, 1994

- [28] Heumann, Klemens:
Grundlagen der Leistungselektronik.
B. G. Teubner Stuttgart, 1989

- [29] Hofer, Klaus:
Moderne Leistungselektronik und Antriebe.
VDE-Verlag, 1995

- [30] Hofmann, Wilfried; Ziegler, Marcus:
Multi-Step Commutation and Control Policies for Matrix Converters.
In: Proceedings of ISPE'2001, 2001, S. 795..802

- [31] Hofmann, Wilfried; Ziegler, Marcus:
Schaltverhalten und Beanspruchung bidirektionaler Schalter in
Matrixumrichtern.
In: ETG-Fachtagung, Bad Nauheim 2002, Tagungsband S.173-182

- [32] Jäger, R.:
Leistungselektronik.
VDE-Verlag Berlin Offenbach, 1993

- [33] Jenni, Felix; Wüest, Dieter:
Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter.
B. G. Teubner Stuttgart, 1995

- [34] Klumpner, Christian; Blaabjerg, F.; Casadei, D.; Matteini, M.:
Comparison of two Current Modulation Strategies for Matrix Converters under Unbalanced Input Voltage Conditions.
In: Proceedings of IEEE-ISIE'00, 2000, Bd. 2, S. 465..470

- [35] Klumpner, Christian; Blaabjerg, Frede; Boldea, Ion:
Artificial Loading of the Induction Motors Using a Matrix Converter.
In: Proceedings of IEE-PEVD'00, 2000, S. 40..45

- [36] Klumpner, Christian; Blaabjerg, Frede; Boldea, Ion:
Short-Term Ride through Capabilities for Direct Frequency Converters.
In: Proceedings of IEEE-PESC'00, 2000, Bd. 1, S. 235..241

- [37] Klumpner, Christian; Blaabjerg, Frede; Boldea, Ion:
The Matrix Converter: Overvoltages Caused By the Input Filter, Bidirectional Power Flow, and Control for Artificial Loading of Induction Motors.
In: Electric Machines and Power Systems, 2000, Bd. 28, Nr. 2, S. 129..142

- [38] Klumpner, Christian; Blaabjerg, Frede; Boldea, Ion; Nielsen, Peter:
A New Matrix Converter-Motor (MCM) for Industry Applications.
In: Proceedings of IEEE-IAS'00, 2000, Bd. 3, S. 1394..1402

- [39] Klumpner, Christian; Blaabjerg, Frede; Boldea, Ion; Nielsen, Peter:
A New Modulator for Matrix Converters allowing for the Reduction of Input Current Ripple.
In: Proceedings of OPTIM'00, 2000, Bd. 2, S. 487..492

- [40] Klumpner, Christian; Blaabjerg, Frede; Boldea, Ion; Nielsen, Peter:
A New Modulation Method for Matrix Converters.
In: Proceedings of IEEE-IAS'01, 2001, Bd. 4, S. 2143..2150

- [41] Klumpner, Christian; Blaabjerg, Frede; Boldea, Ion; Nielsen, Peter:
New Steps Towards a low-cost Power Electronic Building Block for Matrix Converters.
In: Proceedings of IEEE-IAS'00, 2000, Bd. 3, S. 1964..1971

- [42] Klumpner, Christian; Blaabjerg, Frede; Boldea, Ion; Nielsen, Peter:
Polygonal Flux Modulation for Matrix Converters.
In: Proceedings of EPE, Graz, 2001

- [43] Klumpner, Christian; Blaabjerg, Frede; Nielsen, Peter:
Speeding-up the Maturation Process of the Matrix Converter Technology.
In: Proceedings of IEEE-PESC'01, 2001, Bd. 2, S. 1083..1088

- [44] Kolar, J. W.; Baumann, M.; Schafmeister, F.; Ertl, H.:
Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter.
In: Proceedings of the 17th IEEE Conference, Dallas, 2002, Bd. 2, S.777..791

- [45] Lappe, R.; Conrad, H.; Kronberg, M.:
Leistungselektronik.
Verlag Technik GmbH Berlin, 1991

- [46] Larsen, K. B.; Jorgensen, A. H.; Helle, L.; Blaabjerg, F.:
Analysis of Symmetrical Pulse Width Modulation Strategies for Matrix Converters.
In: Proceedings of IEEE-PESC'02, 2002, Bd. 2, S. 899..904

- [47] Mahlein, J.:
Neue Verfahren für die Steuerung und den Schutz des Matrixumrichters.
Diss. Universität Karlsruhe, 2002

- [48] Marcks, Matthias:
Direkte Regelung eines Matrixumrichters sowie die Möglichkeit zum stromlosen Schalten.
Diss. Technische Universität Darmstadt, 1998
- [49] Marcks, Matthias:
A New Double Resonant Zero Current Switching Matrix Converter.
In: Proceedings of EPE'95, 1995, Bd. 2, S. 100..104
- [50] Müller, Gernar:
Elektrische Maschinen: Grundlagen , Aufbau und Wirkungsweise.
Verlag Technik Berlin, 1989
- [51] Neascu, D. O.:
Theory and Design of a Space-Vector Modulator for AC-AC Matrix Converter.
In: ETEP, 1995, Bd. 5, Nr. 4, S. 285..290
- [52] Nguyen , Phung Quang:
Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelungen.
Expert Verlag Ehningen, 1993
- [53] Nielsen, Peter; Blaabjerg, Frede; Pedersen, John K.:
New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable Speed Drives.
In: IEEE Trans. on Industry Applications, 1999, Bd. 35, Nr. 5, S. 1150..1161
- [54] Nielsen, Peter; Blaabjerg, Frede; Pedersen, John K.:
Novel Solutions for Protection of Matrix Converter to Three Phase Induction Machine.
In: Proceedings of IEEE-IAS '97, 1997, S.1447..1454
- [55] Nielsen, Peter; Blaabjerg, Frede; Pedersen, John K.:
Space Vector Modulated Matrix Converter with minimized Number of Switchings and a Feedforward Compensation of Input Voltage Unbalance.
In: Proceedings of IEEE-PEDES '96, 1996, Bd. 2, S. 833..839

- [56] Nielsen, Peter; Casadei, Domenico; Serra, Giovanni; Tani, Angelo:
Evaluation of the Input Current Quality by three Different Modulation Strategies
for SVM Controlled Matrix Converters with Input Voltage Unbalance.
In: Proceedings of IEEE-PEDES'96, 1996, Bd. 2, S. 794..800
- [57] Ojo, Olorunfemi; Davidson, Innocent; Jimoh, A. A.:
Model for the Analysis and Control of Induction Motor Drives Fed with AC/AC
Converters.
In: Conference Record of the 2000 IEEE, 2000, S. 2224..2230
- [58] Pfaff, G.:
Regelung elektrischer Antriebe.
R. Oldenbourg Verlag München, 1999
- [59] Philippow:
Grundlagen der Elektrotechnik.
Verlag Technik GmbH Berlin, 1992
- [60] Pinheiro, H.; Botterón, F.; Rech, C.; Schuch, L.; Camargo, R.F.; Hey, H. L.;
Gründling, H. A.; Pinheiro, J. R.:
Space Vector Modulation for Voltage-Source Inverters: A Unified Approach.
In: Industrial Electronics Conference, 2002, Bd. 1, S. 23-29
- [61] Riefenstahl, Ulrich:
Elektrische Antriebstechnik.
B. G. Teubner Stuttgart, 2000
- [62] Schönfeld, R.; Habiger, E.:
Automatisierte Elektroantriebe.
Verlag Technik Berlin, 1990
- [63] Schönfeld, Rolf :
Elektrische Antriebe.
Springer Verlag, 1995

- [64] Schröder, Dierk
Elektrische Antriebe 4
Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1998

- [65] Schuster, Axel:
A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive System.
In: IEEE-PESC, Power Electronics Specialist Conference, Mai 1998,
Fukuoka, Japan

- [66] Söhner, W.:
Der selbstgeführte Direktumrichter und seine Anwendung als Matrixconverter zur Speisung von drehzahlgeregelten Antrieben mit Asynchronmaschinen.
Diss. Universität Karlsruhe, 1992

- [67] Veenstra, Martin; Rufer, Alfred:
PWM-Control of Multi-Level Voltage-Source Inverters.
In: IEEE-PESC 00, 2000, Power Electronics Specialist Conference,
Galway, Ireland

- [68] Vogel, Johannes:
Elektrische Antriebstechnik.
Hüthig Verlag Heidelberg, 1991

- [69] Wheeler, P.; Grant, D:
Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter.
In: Proceedings of IEE, Power Appl., 1997, Bd. 144, Nr. 1

- [70] Wei, L.; Lipo, T. A.; Chan, H.:
Robust Voltage Commutation of Conventional Matrix Converter.
Proceedings of VPEC/CPES, 2003, Abschn. 9.2

- [71] Xiyu, Chen; Bin, Yan; Yu, Gao.:
The Engineering Design and Optimisation of Inverter Output RLC Filter in
AC Motor Drive System.
In: Proceedings of IEEE, IECON, 2002

- [72] Ziegler, Marcus; Hofmann, Wilfried:
Der Matrixumrichter – Kommutierung in nur zwei Schritten
In: SPS/IPC/Drives, 1999, S521..530

- [73] Ziegler, Marcus; Hofmann, Wilfried:
A New Two-Step Commutation Policy for Low Cost Matrix Converters.
In: PCIM 2000 Power Conversion, 2000, S. 445..450

- [74] Ziegler, Marcus; Hofmann, Wilfried:
Knowledge Based Fast Commutation in Converters.
In: PCIM 2003 Power Conversion, 2003, S. 143..146

- [75] Ziogas, P. D.; Khan, S. I.; Rashid, M. H.:
Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with
Improved Transfer Characteristics.
In: Proceedings of IEEE, 1986, Bd. IE-33, Nr. 3

- [76] Zuckerberger, A.; Weinstock, D.; Alexandrovitz, A.:
Single-phase matrix converter.
In: Proceedings of IEE, Power Appl., 1997, Bd. 144, Nr. 4